

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-313542

(43)Date of publication of application : 09.11.2001

(51)Int.Cl.

H03H 9/72

H03H 7/46

H03H 9/25

H04B 1/50

(21)Application number : 2000-131178

(22)Date of filing : 28.04.2000

(71)Applicant : OKI ELECTRIC IND CO LTD

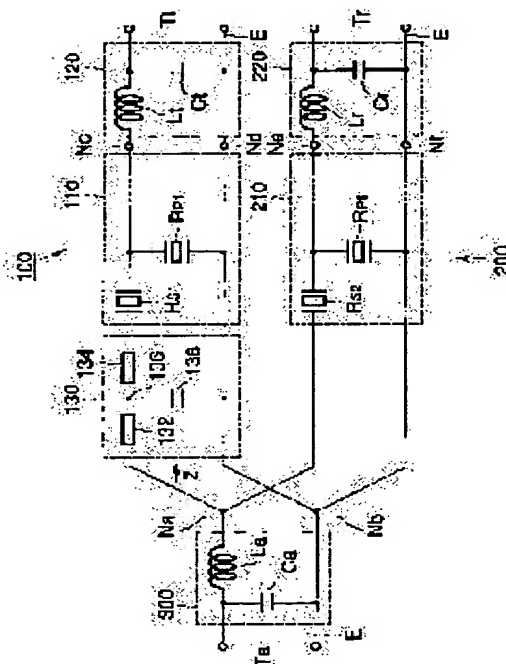
(72)Inventor : MASHITA AKIRA
NOGUCHI KAZUSHIGE
TERADA SATOSHI
FUJITA YOSHIKI
KOMAZAKI TOMOKAZU

(54) BRANCHING FILTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a branching filter where the impedance of a transmitter filter is higher in a pass band of a receiver filter.

SOLUTION: The branching filter consists of the transmitter filters (110, 112, 115) having series and parallel resonators that are connected between a transmitter terminal (Tt) and common connecting points (Na, Nb) in a ladder, the receiver filters (210, 215) having series and parallel resonators that are connected between a receiver terminal (Tr) and the common connecting points (Na, Nb) in a ladder, and a branching line circuit (130)



(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開 2001-313542

(P 2001-313542 A)

(43) 公開日 平成13年11月9日 (2001. 11. 9)

(51) Int. Cl. 7	識別記号	F I	テームコード (参考)
H 0 3 H	9/72	H 0 3 H	9/72
	7/46		7/46
	9/25		9/25
H 0 4 B	1/50	H 0 4 B	1/50

審査請求 未請求 請求項の数 7

O L

(全 14 頁)

(21) 出願番号 特願2000-131178 (P2000-131178)

(22) 出願日 平成12年4月28日 (2000. 4. 28)

(71) 出願人 000000295

沖電気工業株式会社

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号

(72) 発明者 真下 朗

東京都港区芝浦4丁目11番15号 株式会社

沖ビジネス内

(72) 発明者 野口 和繁

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気工

業株式会社内

(74) 代理人 100083840

弁理士 前田 実

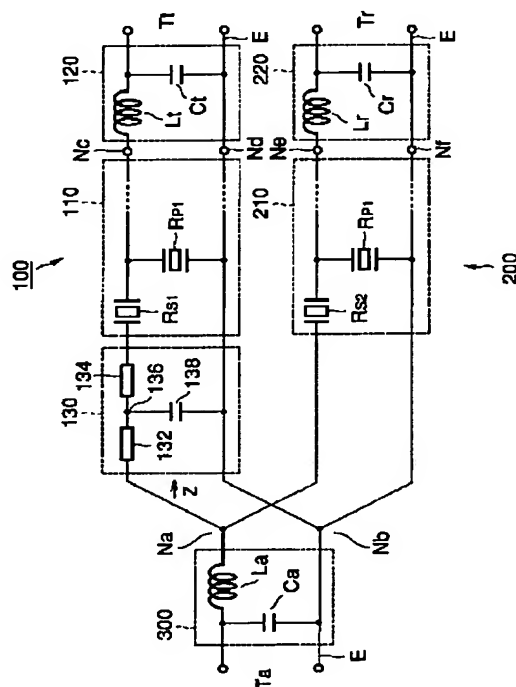
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 分波器

(57) 【要約】

【課題】 受信側フィルタの通過帯域における送信側フィルタのインピーダンスの大きい分波器を得る。

【解決手段】 送信側端子 (T t) と共通接続点 (N a、N b) の間に接続され、はしご型に接続された直列及び並列共振器を有する送信側フィルタ (110、112、115) と、受信側端子 (T r) と共通接続点 (N a、N b) の間に接続され、はしご型に接続された直列及び並列共振器を有する受信側フィルタ (210、215) と、送信側フィルタと共通接続点の間に接続された分波線路回路 (130) とを有し、分波線路回路 (130) が、第1の分波線路 (132) と、第2の分波線路 (134) と、これらの接続点と接地点との間に接続された接地回路 (138) とを有する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 アンテナ端子と、送信側端子と、受信側端子と、共通接続点と、送信側端子と共通接続点の間に接続され、はしご型に接続された直列及び並列共振器を有する送信側フィルタ（110、112、115）と、受信側端子と共通接続点の間に接続され、はしご型に接続された直列及び並列共振器を有し、上記送信側フィルタとは通過帯域が異なる受信側フィルタ（210、215）と、上記送信側フィルタと接続点の間に接続された分波線路回路（130）とを有し、上記分波線路回路（130）が、第 1 の分波線路（132）と、第 2 の分波線路（134）と、上記第 1 及び第 2 の分波線路の共通接続点と接地点とを接続する接地回路（138）とを有する分波器。

【請求項 2】 上記送信側フィルタを構成する共振器のうち、最も上記共通接続点に近いものが並列接続共振器（Rp1）であり、上記受信側フィルタを構成する共振器のうち、最も上記共通接続点に近いものが直列接続共振器（Rs2）であることを特徴とする請求項 1 に記載の分波器。

【請求項 3】 上記送信側フィルタを構成する共振器のうち、最も上記共通接続点に近いものが並列接続共振器（Rp1）であり、上記受信側フィルタを構成する共振器のうち、最も上記共通接続点に近いものが直列接続共振器（Rs2）であることを特徴とする請求項 1 に記載の分波器。

【請求項 4】 上記接地回路がキャパシタで構成されていることを特徴とする請求項 1～3 のいずれかに記載の分波器。

【請求項 5】 上記第 1 及び第 2 の分波線路は、BT レジン基板上に形成され、幅が略 0.14 [mm]、パターン厚が略 33 [μm] のストリップラインで構成され、上記第 1 の分波線路を構成するストリップラインの線路長が略 21.5 [mm]、上記第 2 の分波線路を構成するストリップラインの線路長が略 18.5 [mm]であることを特徴とする請求項 1 に記載の分波器。

【請求項 6】 上記第 1 及び第 2 の分波線路の各々が、ガラスエポキシ基板上に形成され、線路長が略 25 [mm]、幅が略 1.4 [mm]、パターン厚が略 0.8 [mm] のマイクロストリップラインであることを特徴とする請求項 1 に記載の分波器。

【請求項 7】 上記送信側端子と上記送信フィルタの間に接続された送信側整合回路（120、122、125）と、上記受信側端子と上記受信フィルタの間に接続された受信側整合回路（220、222、225）と、上記共通接続点と上記アンテナ側端子の間に接続されたアンテナ側整合回路（300、302、305）とを更に有し、上記整合回路の各々が、並列のキャパシタと直列のインダクターを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の分波器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、移動体通信用機器、特に携帯電話等の無線部に用いられる弾性表面波フィルタを用いた分波器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 弾性表面波（SAW）フィルタを用いた分波器は、小型で、通過帯域の挿入損失が小さく、減衰帯域の減衰が大きく、さらに、多チャンネル化に伴う、送信帯域と受信帯域の間隔の近接化や、各通過帯域の広帯域化にも耐えられるなどの理由で、携帯電話等の移動体通信機器端末に好適なものである。

【0003】 従来のこの種の分波器として、特開平 9-98046 号公報や特開平 5-167388 号公報に示されるものが知られている。

【0004】 以下、従来の分波器の一例として、上記の特開平 05-167388 号公報（特にその図 7）に示されているものを、本願の図 28 に示して説明する。

【0005】 図 28 に示すように、この分波器は、共通信号端子 T0 に接続された共通接続点 Na、Nb に対して、弾性表面波フィルタ F1、F2 が並列に接続されたものであり、各弾性表面波フィルタ F1、F2 からは信号端子 T1、T2 がそれぞれ個別に導出されている。弾性表面波フィルタ F1、F2 は、くし形電極および反射器を有する一端子対形共振器で構成された直列共振器 Rs0、並列共振器 Rp で構成される。共通信号端子 T0 側からみたとき、直列共振器 Rs0 が、フィルタ F1 の初段に位置おり、並列共振器 Rp がフィルタ F2 の初段に位置している。各直列共振器と並列共振器の組合せは必要な段数だけシリーズに接続されて各弾性表面波フィルタ F1、F2 を構成している。フィルタ F1、F2 は、互いに異なる帯域中心周波数を有しており、フィルタ F1 の帯域中心周波数 f1 は、例えば、887 [MHz]、フィルタ F2 の帯域中心周波数 f2 は、932 [MHz] に設定され、f1 < f2 の関係になっている。直列共振器 Rs0、Rs、並列共振器 Rp0、Rp は、例えば、LT（リチウムタンタレート）基板上に Al-2%Cu 電極材料により形成されている。

【0006】 このような分波器は、例えば携帯電話において、共通端子 T0 がアンテナ端子に、端子 T1 が送信回路に、端子 T2 が受信回路に接続されて使用されるものであり、フィルタ F1 の通過帯域とフィルタ F2 の通過帯域とが重ならず、フィルタ F1 の通過帯域においては、フィルタ F2 は特性インピーダンスが大きく、逆にフィルタ F2 の通過帯域においてはフィルタ F1 の特性インピーダンスが大きいことが望まれるが、上記図 28 に示す分波器は、フィルタ F2 に直列に位相回転用線路 S を設けることで、フィルタ F2 の低周波数側の減衰帯域におけるインピーダンスを大きくしている。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】上記の分波器は、送信帯域が受信帯域よりも高域側にある場合、例えば、国内で用いられるCDMA-One用の分波器においては、受信側のフィルタの通過帯域における送信側のフィルタの特性インピーダンスが小さいと言う問題があった。

【0008】また、装置の仕様が800MHz程度の周波数帯域で帯域幅38MHzと広帯域であり、従って比帯域幅（帯域幅／中心周波数）が送信側で0.042、受信側で0.045と大きい場合には、通過帯域における挿入損失を十分小さくし、かつ減衰帯域における特性インピーダンスを十分大きくすることができなかった。

【0009】本発明は上記の問題を解決するためのものであり、送信側、及び受信側の双方について通過帯域における挿入損失が小さく、減衰帯域（他方の側の通過帯域）における特性インピーダンスが十分に大きい分波器を提供することを目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明の分波器は、アンテナ端子と、送信側端子と、受信側端子と、共通接続点と、送信側端子と共通接続点の間に接続され、はしご型に接続された直列及び並列共振器を有する送信側フィルタ（110、112、115、）と、受信側端子と共通接続点の間に接続され、はしご型に接続された直列及び並列共振器を有し、上記送信側フィルタとは通過帯域が異なる受信側フィルタ（210、215）と、上記送信側フィルタと接続点の間に接続された分波線路回路（130）とを有し、上記分波線路回路（130）が、第1の分波線路（132）と、第2の分波線路（134）と、上記第1及び第2の分波線路の共通接続点と接地点とを接続する接地回路（138）とを有するものである。

【0011】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態を説明する。

【0012】実施の形態1. 図1は、実施の形態1の分波器の構成を示す回路図である。この分波器は、我が国で用いられるCDMA-One用の携帯電話機に組込むのに好適なものであり、送信帯域として887～925MHz（帯域幅38MHz）および受信帯域として832～870MHz（帯域幅38MHz）を想定している。

【0013】図1に示す分波器は、送信側端子Ttからの信号をアンテナ端子Taに伝達し、またアンテナ端子Taからの信号を受信側端子Trに伝達するためのものであり、送信側端子Ttと共通接続点Na、Nbの間に設けられた送信側回路100と、受信側端子Trと共通接続点Na、Nbの間に設けられた受信側回路200と、アンテナ端子T0と共通接続点Na、Nbの間に設けられたアンテナ端整合回路300とを有する。

【0014】送信側回路100は、送信フィルタ110

と、送信側整合回路120と、送信側分波線路回路130とを有する。受信側回路200は、受信フィルタ210と、受信側整合回路220とを有する。

【0015】送信フィルタ110及び受信フィルタ210としては、図28の従来例と同じく、くし形電極及び反射器を有する一端子対形共振器で構成された共振器を梯子型に接続した弾性波（SAW）フィルタが用いられる。

【0016】フィルタ110においては、アンテナ端子Ta側から見たとき、初段の位置に直列共振器Rs1（直列腕を構成する共振器）が配置されている。即ち、直列共振器Rs1は、分波線路回路130を介して、接続点Na、Nbに接続されている。

【0017】フィルタ210においても、アンテナ端子Ta側から見たとき、初段の位置に直列共振器Rs2が配置されている。即ち、直列共振器Rs2は、接続点Na、Nbに接続されている。

【0018】分波線路回路130は、互いに直列接続された第1の分波線路132及び第2の分波線路134と、これらの接続点136と接地点Eとの間に接続されたキャパシタ138とを有する。

【0019】分波線路132、134は、送信フィルタ110の低域側減衰帯域における送信側回路100のインピーダンスを大きくするためのものである。即ち、送信フィルタ110のみでは、その低域側減衰帯域（受信用SAWフィルタ210の通過帯域）のインピーダンスが十分に大きくはならない。そこで、受信フィルタ210に及ぼす影響をできるだけ減らすために、無限大近くまで大きくする（スミスチャート上で無限大近くまでまわせる）最適な長さの分波線路132、134を挿入している。

【0020】このときの分波線路132、134は、BT（ビスマレイミドートリアジン）レジン基板に、銅－ニッケル－金（ニッケルメッキを施し、さらにその上から金メッキを施した銅）により形成され、幅が0.14[mm]、パターン厚33[μm]のストリップラインで構成されたものであり、第1の分波線路を構成するストリップラインの長さが21.5[mm]、第2の分波線路を構成するストリップラインの長さが18.5[mm]である。

【0021】さらに、接続点136を接地するキャパシタ138を設けたことで、アンテナ端T0からみたインピーダンスの（スミスチャート上での）位相周りの広がり（インピーダンス整合の悪化）を小さく抑えている。

【0022】整合回路120、220、300は、通過帯域におけるインピーダンスの整合のために設けられるものであり、それぞれの信号端Tt、Tr、Taに設けられている。

【0023】図示の例では、各整合回路として、集中定数ローパスフィルタ（LPF）が用いられている。具体

的には、図示のようなローパス型のLマッチ回路が用いられている。即ち、送信端整合回路120としては、インダクタLtとキャパシタCtを図示のように接続したものが用いられ、受信端整合回路220としては、インダクタLrとキャパシタCrを図示のように接続したものが用いられ、アンテナ端整合回路Maとしては、インダクタLaとキャパシタCaを図示のように接続したものが用いられる。これにより、図1の共通接続点Na、Nbから見たインピーダンスZaと、接続点Nc、Ndから見たインピーダンスZtと、接続点Ne、Nf端子から見たインピーダンスZrを、それぞれこの回路の特性インピーダンスである50Ωに略等しくなるようにする。

【0024】このように、図1の回路は、送信側回路100において、フィルタ110の、フィルタ210との回路接続側に直列腕共振器Rs1を挿入し、かつ、フィルタ110と直列に位相回転用の分波線路回路130を挿入し、一方、受信側回路200においては、フィルタ210のフィルタ110との回路接続側に直列腕共振器Rs2を挿入している。

【0025】図4～図7は、上記の構成の分波器の周波数特性及びインピーダンス特性を示す。即ち、図4は、送信側(Tx)及び受信側(Rx)の周波数特性を示し、図5は、アンテナ端(Ta)のインピーダンスZaの特性を、図6は、送信端TtのインピーダンスZtの特性を、図7は、受信端TrのインピーダンスZrの特性をそれぞれ示す。比較のため、図2及び図3は、送信フィルタ110単体(分波線路回路130を入れない場合)の特性を示す。

【0026】図1の実施の形態によれば、送信側におい

$$\begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ j/Z_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jZ_0/Z_1 & jZ_0 \\ j/Z_0 & 0 \end{bmatrix}$$

共通接続点Na、Nbから分波線路回路130をみたときのインピーダンスZは、Fマトリクスを

【0030】

【数4】

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

で表したときに、

$$Z = A/C$$

で表されるので、

$$Z = A/C = Z_0^2/Z_1 = 9.565 + j118.2$$

(但し、Z₀は分波線路回路の特性インピーダンスであり、Z₀=50[Ω]、Z₁は、送信フィルタ110単体の入力インピーダンスであり、Z₁=1.50-j11.2である。

【0031】一般的に、SAWフィルタは、通過帯域低域側でインピーダンスが小さくなる。検討している構成

て送信フィルタ単体の受信帯域におけるインピーダンスが大きくなるように、最適な長さの分波線路回路を挿入したので、図3に示す送信フィルタ110単体(分波線路回路130を入れない場合)のインピーダンスがCDMA-One受信帯域仕様832MHz～870MHzの周波数帯域で、1.50-j0.22～3.34+j0.29であるものが、分波線路回路を挿入することで位相回転されて、分波器におけるアンテナ端、送信端及び受信端からみたインピーダンスはそれぞれ図5～図7に示すようになる。送信フィルタ110及び受信フィルタ210の共通接続点Na、NbからみたインピーダンスをZは、以下のようにして求められる。最初にキャパシタ138を挿入しない場合について考察する。まず、キャパシタ138を挿入しない場合の分波線路回路(λ/4長分波線路)のFマトリクス

【0027】

【数1】

$$\begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ j/Z_0 & 0 \end{bmatrix}$$

と送信フィルタ110のFマトリクス

【0028】

【数2】

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z & 1 \end{bmatrix}$$

から、これらの従属接続のFマトリクスを求めると以下のようになる。

【0029】

【数3】

のものでは、フィルタのアンテナ側からみたインピーダンスは、832～870MHzにおいて、0に近い1.50-j11.2乃至3.66+j15.64程度である。λ/4長の分波線路は、円滑に分波接続させるために挿入されているものである。

【0032】832MHzにおいてZ=Z₀²/Z₁より、フィルタのインピーダンスが小さいので、9.565+j118.2乃至81.54-j228.8と大きな値が得られる。また、通過帯域の887乃至925MHzにおいては、整合が取れているため、フィルタのインピーダンスが50Ωに近い値が得られるので、Z=Z₀²/Z₁より、共通接続点Na、Nbからみた入力インピーダンスは自ずと50Ωに近い値となり、効率が良く、理論上分波接続における損失が小さくなる。

【0033】図1に示す分波線路回路(キャパシタ138が挿入されている)のFマトリクスは、

【0034】

【数5】

$$\begin{bmatrix} \cos\theta_1 & j\cdot\sin\theta_1 \\ j\cdot\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_{ST} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta_2 & j\cdot\sin\theta_2 \\ j\cdot\sin\theta_2 & \cos\theta_2 \end{bmatrix}$$

で表される。ここで、 $\theta_1 = \beta \cdot d_1$ 、 $\theta_2 = \beta \cdot d_2$ であり、 β は波長定数であり、 $\beta = \omega/c$ (c は光速、 ω は角周波数)、 d_1 、 d_2 はそれぞれストリップライン132、134の線路長である。

【0035】これを用いて上記と同様に送信フィルタ110及び受信フィルタ210の共通接続点Na、Nbから見たインピーダンスZを求めることができる。

【0036】キャパシタ138を挿入したときとしないときのインピーダンス特性を図8に示す。

【0037】図1の構成では、フィルタのアンテナ側から見たインピーダンスの値は、832乃至870MHzにおいて、0に近い $1.50 - j11.2$ 乃至 $3.66 + j15.64$ 程度であったものが、ストリップラインを分割し、間にキャパシタ138 (2.5 [pF]) を挿入したことで、 $120 + j307.4$ 乃至 $6.96 + j43.89$ となり、キャパシタの挿入によって、線路長を長くしたのと同様の効果が得られる。更に、入力インピーダンスが無視できると想定される高いインピーダンスの周波数幅 (w_2 、 w_4) が広く確保できる。

【0038】受信側においては受信フィルタ210単体の送信帯域におけるインピーダンスが送信フィルタ110単体の受信帯域におけるインピーダンスより幾分か大きいので、そのまま (分波線路を挿入することなく) 接続している。

【0039】また、送信側の分波線路を分割してキャパシタ138を並列に挿入することにより、スミスチャート上での位相周りが小さくまとめられる (インピーダンス整合を良好にし得る)。

【0040】更に、各々の端子の整合回路120、220、300を見直して最適化することで、低損失 (通過帯域幅38 [MHz] を確保しながら、送信側挿入損失2.34 [dB]、受信側挿入損失3.87 [dB])、高減衰量 (減衰帯域幅38 [MHz] を確保しながら送信側減衰量31.49 [dB]、受信側減衰量45.41 [dB] の分波器特性が得られた。

【0041】なお、上記の例では、整合回路120、220、300の設計に当たり、図1に示すNa、Nb端子から見たインピーダンスZaと、接続点Nc、Ndから見たインピーダンスZtと、接続点Ne、Nfから見たインピーダンスZrが、50Ωより小さいので、ローパス型のLマッチ回路を用いているが、これとは逆に、接続点Na、Nb、Nc、Nd、Ne、Nfの各々の端子から見たインピーダンスZa、Zt、Zrが50Ω

(特性インピーダンス) より大きい場合には、逆L型のマッチ回路をインピーダンス整合回路として用いても良

い。

【0042】また、上記の実施の形態で用いた整合回路120、220、300の代りに、図9～図14に示されるものを用い得る。このうち、図12～図14は、高調波の整合に適したものである。図9～図14のうちいずれを用いるかは、仕様に併せて決める。

【0043】なお、上記の例では、BTレジン基板に分波線路を形成しているが、第1及び第2の分波線路の各々を、ガラスエポキシ基板上に形成された、線路長が略25 [mm]、幅が略1.4 [mm]、パターン厚が略0.8 [mm] のマイクロストリップラインで構成しても良い。

【0044】実施の形態2. 図15は、本発明の実施の形態2を示す。この実施の形態の全体的構成は、図1の実施の形態と同じである。しかし、図1の送信フィルタ110の代りに、構成の送信フィルタ112が用いられている。また、図1の整合回路300の代りに、構成の異なる整合回路302が用いられている。即ち、図1の送信フィルタ110では、共通端子Na、Nbから見て初段の共振器が、直列共振器であったが、図15では、初段の共振器が並列共振器Rp1 (並列腕を構成する共振器) である。また、整合回路302は、図1に示す整合回路300と類似であるが、インダクタLaに並列のキャパシタCa0が接続され、並列共振回路が構成されている。即ち、図13に示すものが用いられている。これにより、通過帯域の高域側に所望の減衰極が形成され、帯域外減衰量を改善している。

【0045】この並列共振回路に挿入されるキャパシタCa0は、次式より決定される。

$$2\pi f = 1/\sqrt{L_a \cdot C_{a0}} \quad \dots (1)$$

但し、 f : 所望減衰極の周波数、 L_a : 整合回路302の並列共振部のインダクタLtのインダクタンス、 C_{a0} : 求める整合回路302の並列共振部のキャパシタのキャパシタンスである。

【0047】キャパシタンスCa0を2 [pF] としたときの分波器の送信側及び受信側の周波数特性を図18及び図19に示す。また、図16及び図17は、比較のため、図15と概して同様ながら整合回路302の代りに整合回路300を用いた分波器の送信側及び受信側の回路の特性を示す。なお、図16～図19において、実線は減衰量を示し、破線は反射損失を示す。後述の図21及び図23についても同じである。図16～図19において、各マーカ (Δ) の位置における数値は以下の如くである。

【0048】図16／減衰量

マーカ1	-30.896dB	830MHz
マーカ2	-46.267dB	872MHz
マーカ4	-3.271dB	927MHz

図16／反射損失

マーカ1	-1.512dB	830MHz
マーカ2	-1.704dB	872MHz
マーカ4	-12.345dB	927MHz

図17／減衰量

マーカ1	-3.087dB	830MHz
マーカ3	-54.562dB	885MHz
マーカ4	-40.5dB	927MHz

図17／反射損失

マーカ1	-11.507dB	830MHz
マーカ3	-21.882dB	885MHz
マーカ4	-14.398dB	927MHz

図18／減衰量

マーカ1	-31.925dB	830MHz
マーカ2	-44.101dB	872MHz
マーカ4	-2.870dB	927MHz

図18／反射損失

マーカ1	-1.298dB	830MHz
マーカ2	-1.623dB	872MHz
マーカ4	-18.459dB	927MHz

図19／減衰量

マーカ1	-3.427dB	830MHz
マーカ3	-57.125dB	885MHz
マーカ4	-41.528dB	927MHz

図19／反射損失

マーカ1	-8.466dB	830MHz
マーカ3	-19.252dB	885MHz
マーカ4	-23.997dB	927MHz

図18及び図19と図16及び図17に示される周波数特性を比較すれば分かるように、図15の構成は、図1の整合回路300を用いた場合と比較すると、送受信双方の分波器特性で1.35 [GHz] 付近に減衰極が現れている。また、送信側に関しては1.9 [GHz] 付近にも減衰極が現れている。

【0049】以上のように、整合回路内の並列共振のキャパシタC_{a0}とインダクタL_aにより減衰極を操作することで所望の高調波特性の減衰量を確保することが可能となる。

【0050】実施の形態3. 図20は、本発明の実施の形態3を示す。この実施の形態の全体的構成は、図15の実施の形態と同じである。しかし、図15の整合回路302の代りに図1と同じ整合回路300が用いられ、図15の整合回路120の代りに、整合回路122が用いられている。即ち、整合回路122として、図12に示すもののように、インダクタL_tに並列のキャパシタC_{t0}を接続し、並列共振回路を構成したものを用いて

いる。これにより、通過帯域の高域側に所望の減衰極が形成され、帯域外減衰量を改善している。

【0051】この並列共振回路に挿入されるキャパシタC_{t0}は、次式より決定される。

【0052】

$$2\pi f = 1/\sqrt{L_t \cdot C_{t0}} \quad \dots (2)$$

但し、f：所望減衰極の周波数、L_t：整合回路122の並列共振部のインダクタのインダクタンス、C_{t0}：求める整合回路122の並列共振部のキャパシタのキャパシタンスである。

【0053】キャパシタC_{t0}を2 [pF] としたときの分波器の送信側の周波数特性を図21に示す。図21において、各マーカ(Δ)の位置における数値は以下の如くである。

【0054】図21／減衰量

マーカ1	-31.279dB	830MHz
マーカ2	-49.252dB	872MHz
マーカ4	-4.250dB	927MHz

図21／反射損失

マーカ1	-11.025dB	830MHz
マーカ2	-8.248dB	872MHz
マーカ4	-10.764dB	927MHz

図21と図16及び図17の比較から分かるように、図20の構成は、整合回路が図1の整合回路120と同じである構成と比較すると、1.5 [GHz] 付近にみられたピークが1.2 [GHz] 付近に低域側にシフトし、2.4 [GHz] 付近に減衰極が現れている。

【0055】以上のように、整合回路122内の並列共振のキャパシタC_{t0}とインダクタL_tにより減衰極を操作することで所望の高調波特性の減衰量を確保することが可能となる。

【0056】実施の形態4. 図22は、本発明の実施の形態4を示す。この実施の形態の全体的構成は、図20の実施の形態と同じである。しかし、整合回路122の代りに図15と同じ整合回路120が用いられ、整合回路220の代りに整合回路222が用いられている。整合回路222は、図12に示すもののように、インダクタL_tに並列のキャパシタC_{r0}を接続し、並列共振回路を構成したものである。これにより、通過帯域の高域側に所望の減衰極が形成され、帯域外減衰量を改善している。

【0057】この並列共振回路に挿入されるキャパシタC_{r0}は、次式より決定される。

【0058】

$$2\pi f = 1/\sqrt{L_r \cdot C_{r0}} \quad \dots (3)$$

但し、f：所望減衰極の周波数、L_r：整合回路222の並列共振部のインダクタのインダクタンス、C_{r0}：求める整合回路222の並列共振部のキャパシタのキャパシタンスである。

【0059】キャパシタC_{r0}を2 [pF] としたとき

の分波器の受信側の周波数特性を図 23 に示す。図 23 において、各マーカの位置における数値は以下の如くである。

【0060】図 23/減衰量

マーカ 1 -3.002 dB 830 MHz
 マーカ 3 -52.22 dB 885 MHz
 マーカ 4 -39.968 dB 927 MHz

図 23/反射損失

マーカ 1 -12.855 dB 830 MHz
 マーカ 3 -21.774 dB 885 MHz
 マーカ 4 -14.31 dB 927 MHz

図 23 と図 16 及び図 17 の比較から分かるように、図 22 の構成は、整合回路が図 1 の整合回路 200 と同じである構成と比較すると、1.9 [GHz] 付近に減衰極が現れている。

【0061】以上のように、整合回路 Mr 内の並列共振のキャパシタ Cr0 とインダクタ Lr により減衰極を操作することで所望の高調波特性の減衰量を確保することが可能となる。

【0062】実施の形態 5

図 24 は、この発明の実施の形態 5 の分波器を示す回路図である。

【0063】図 24 に示す分波器も、実施の形態 1 の分波器と同様、送信帯域として 887~925 MHz および受信帯域として 832~870 MHz を想定している。

【0064】また、図 24 に示す分波器も、図 1 のものと同様、送信側端子 Tt からの信号をアンテナ端子 Ta に伝達し、またアンテナ端子 Ta からの信号を受信側端子 Tr に伝達するためのものであり、送信側端子 Tt と共通接続点 Na、Nb の間に設けられた送信側回路 105 と、受信側端子 Tr と共通接続点 Na、Nb の間に設けられた受信側回路 205 と、アンテナ端子 Ta と共通*

*接続点 Na、Nb の間に設けられたアンテナ端整合回路 305 とを有する。

【0065】送信側回路 105 は、送信フィルタ 115 と、送信側整合回路 125 と、送信側分波線路回路 130 とを有する。受信側回路 205 は、受信フィルタ 215 と、受信側整合回路 225 とを有する。整合回路 125、225、305 はそれぞれ実施の形態 1 で用いたものと同じものを用い得る。分波線路回路 130 としては、実施の形態 1 で用いたものと同じものを用いている。

【0066】送信フィルタ 115 及び受信フィルタ 215 としては、図 28 の従来例や実施の形態 1~4 と同じく、くし形電極及び反射器を有する一端子対形共振器で構成された共振器を梯子型に接続した弾性波 (SAW) フィルタが用いられる。

【0067】送信フィルタ 115 は、図示のように 2 つの直列共振器 ST1、ST2 及び 3 つの並列共振器 PT1、PT2、PT3 で構成されている。受信フィルタ 215 は、図示のように、3 つの直列共振器 SR2、SR3、SR4、及び 4 つの並列共振器 PR1、PR2、PR3、PR4 で構成されている。

【0068】このように、送信フィルタ 115 においては、アンテナ端子 Ta 側から見たとき、初段の位置に並列共振器 PT1 が配置されている。即ち、初段の並列共振器 PT1 は、分波線路回路 130 を介して、接続点 Na、Nb に接続されている。また、受信フィルタ 215 においては、アンテナ端子 Ta 側から見たとき、初段の位置に直列共振器 SR1 が配置されている。即ち、直列共振器 SR1 は、接続点 Na、Nb に接続されている。

【0069】また、使用される各共振器の交差長、対数、共振周波数を表 1、表 2 に示す。

【0070】

【表 1】

共振器	ST1	ST1	PT1	PT2	PT3
交差長(μ):対数(本)	53:120	53:120	80:80	160:80	80:80
極周波数(MHz)	945	945	870	870	870

【表 2】

共振器	SR1	SR2	SR3	SR4	PR1	PR2	PR3
交差長(μ):対数(本)	130:120	65:120	65:120	130:100	88:99	88:99	88:99
極周波数(MHz)	885	885	885	885	820	820	820

図 27 は、実施の形態 5 の分波器の特性を示す。同図で、ATx は送信フィルタの減衰特性を示し、ARx は受信フィルタの減衰特性を示し、RTx は送信フィルタのリターンロスを示し、RANTx は分波器のアンテナ

端分のリターンロスを示す。図示のように、減衰特性に SAW 共振器で生ずる減衰量無限大点 (890 MHz の減衰極 AP1) 以外に減衰量が無限大に近い周波数点 (930 MHz の減衰極 AP2) が所要の帯域 (送信フ

フィルタの通過帯域)内に形成されている。分波線路回路 130 の分波線路を分割しない場合には、減衰極 AP1 は生じるが、減衰極 AP2 は生じない。以上のように、分波器において、分波線路により、所要の周波数に減衰極を形成する事が可能で、分波器特性の一段の高性能化が可能である。

【0071】以下に、図 24 の構成で、減衰極 AP2 が発生する理由を説明する。この動作の説明に当たり、文*

$$Z_{Tin} = j\omega L_1 + j\omega L_2 (1 + (j\omega)^2 L_2 C_b)$$

ここで L_1 : 第 1 の分波線路 132 のインダクタンス
 L_2 : 第 2 の分波線路 134 のインダクタンス
 C_b : キャパシタ 138 のキャパシタンス
 である。

【0074】したがって、受信フィルタの特性におい ※

$$\omega(\infty) = \sqrt{(L_1 + L_2) / (L_1 \cdot L_2 \cdot C_b)}$$

なお、減衰極周波数 $f(\infty)$ は各線路の線路長 L_1 、 L_2 および付加容量 C_b に関係する事がわかる。即ち、送信フィルタの入力インピーダンスを零とした場合に減衰極が得られること、即ち、式 (4)、式 (5) から、この付加容量 C_b に加えて、図 26 に示すように、インダクター L_b を直列に付加し、容量 C_b 及びインダクター L_b の直列共振回路としても同様に減衰極が生じることがわかる。

【0076】なお、上記の実施の形態では、分波線路回路の接地するための回路 (接地回路) としてキャパシタ 138 が用いられているが、代りに、インダクタで構成しても良く、キャパシタとインダクタの直列共振回路で構成しても良く、キャパシタとインダクタの並列共振回路で構成しても良く、弾性表面波共振器で構成しても良い。

【0077】

【発明の効果】本発明によれば、分波線路を分割し、その分割点を接地回路により接地しているの、アンテナ端から見たインピーダンスの位相周りの広がり (インピーダンス整合の悪化) を小さく抑えることができ、送信側フィルタの通過帯域における受信側フィルタのインピーダンスを大きくし、かつ受信側フィルタの通過帯域における送信側フィルタのインピーダンスを大きくすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の実施の形態 1 の分波器の構成を示す回路図である。

【図 2】 図 1 において、送信フィルタ 110 単体 (分波線路回路 130 を入れない場合) の周波数特性を示す図である。

【図 3】 図 1 において、送信フィルタ 110 単体 (分波線路回路 130 を入れない場合) の特性を示すスミスチャートである。

* 献: 「共振器型 SAW フィルタの集中定数等価回路による考察」 1996 電子情報通信学会総合大会 A-312 に示された SAW 共振器の集中定数等価回路を用いて説明する。

【0072】図 24 の分波線路回路 130 および送信フィルタ 115 の入力インピーダンス Z_{Tin} を図 27 に示す。

【0073】

$$Z_{Tin} = j\omega L_1 + j\omega L_2 (1 + (j\omega)^2 L_2 C_b)$$

... (4)

※て、減衰極は SAW 共振器の減衰極以外に式 (4) が零の場合に生ずる。即ち、この減衰極周波数 $f(\infty)$ に対応する各周波数 $\omega(\infty)$ は式 (5) で与えられる。

【0075】

... (5)

【図 4】 実施の形態 1 の分波器の送信側 (Tx) 及び受信側 (Rx) の周波数特性を示す図である。

【図 5】 実施の形態 1 の分波器のアンテナ端 (Ta) のインピーダンス Z_a の特性を示すスミスチャートである。

【図 6】 実施の形態 1 の分波器の送信端 (Tt) のインピーダンス Z_t の特性を示すスミスチャートである。

【図 7】 実施の形態 1 の受信端 (Tr) のインピーダンス Z_r の特性を示すスミスチャートである。

【図 8】 実施の形態 1 のインピーダンス特性を示す図である。

【図 9】 整合回路の他の例を示す回路図である。

【図 10】 整合回路の他の例を示す回路図である。

【図 11】 整合回路の他の例を示す回路図である。

【図 12】 整合回路の他の例を示す回路図である。

【図 13】 整合回路の他の例を示す回路図である。

【図 14】 整合回路の他の例を示す回路図である。

【図 15】 本発明の実施の形態 2 の分波器を示す回路図である。

【図 16】 図 15 と概して同様ながら整合回路 302 の代りに整合回路 300 を用いた分波器の送信側の回路の周波数特性を示す図である。

【図 17】 図 15 と概して同様ながら整合回路 302 の代りに整合回路 300 を用いた分波器の受信側の回路の周波数特性を示す図である。

【図 18】 実施の形態 2 の分波器の送信側の周波数特性を示す図である。

【図 19】 実施の形態 2 の分波器の受信側の周波数特性を示す図である。

【図 20】 本発明の実施の形態 3 の分波器を示す回路図である。

【図 21】 実施の形態 3 の分波器の送信側の周波数特性を示す図である。

【図 22】 本発明の実施の形態 4 の分波器を示す回路図である。

【図 23】 実施の形態 4 の分波器の受信側の周波数特性を示す図である。

【図 24】 本発明の実施の形態 5 の分波器を示す回路図である。

【図 25】 図 24 の分波線路回路 130 および送信フィルタ 115 の入力インピーダンス Z_{Tin} を示す等価回路図である。。

【図 26】 図 24 の分波線路回路 130 の他の例を示す

す回路図である。

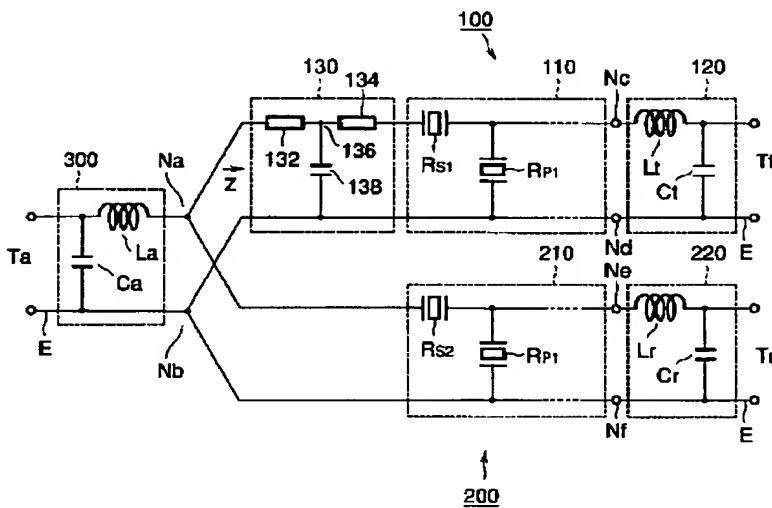
【図 27】 実施の形態 5 の分波器の特性を示す図である。

【図 28】 従来の分波器を示す回路図である。

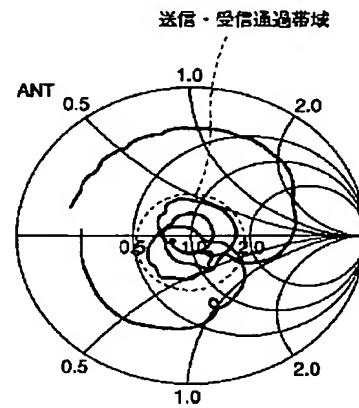
【符号の説明】

110、112、115 送信フィルタ、 120、122、125 整合回路、 130、132 分波線路回路、 132、134 分波線路、138 接地回路、 210、212、215 受信フィルタ、 220、222、225 整合回路。

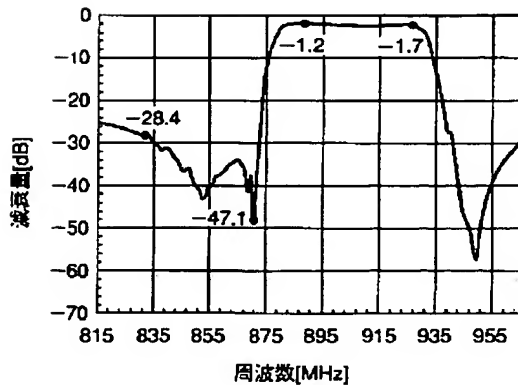
【図 1】



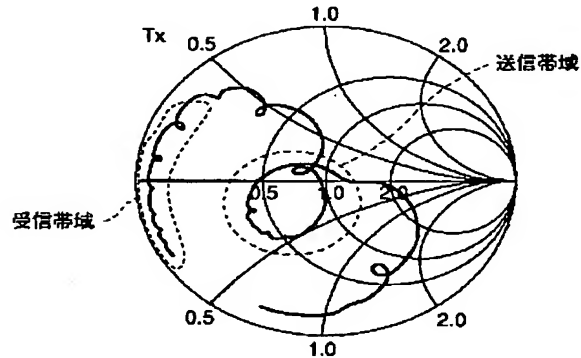
【図 5】



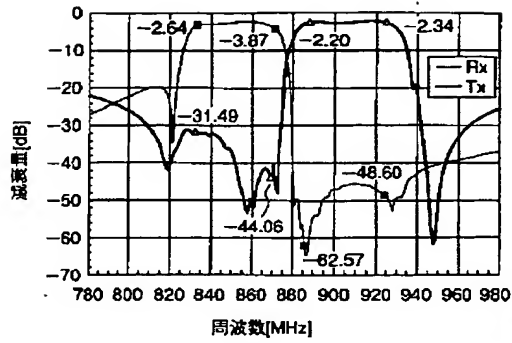
【図 2】



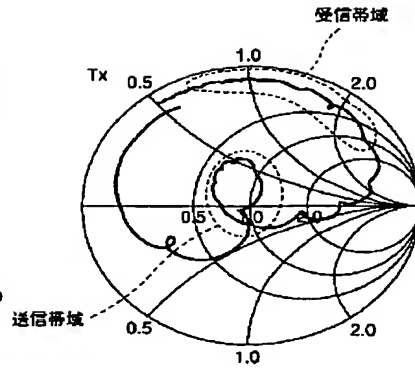
【図 3】



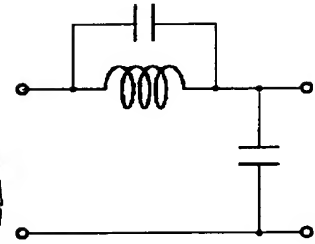
【図4】



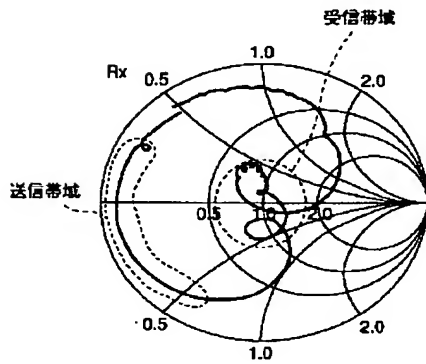
【図6】



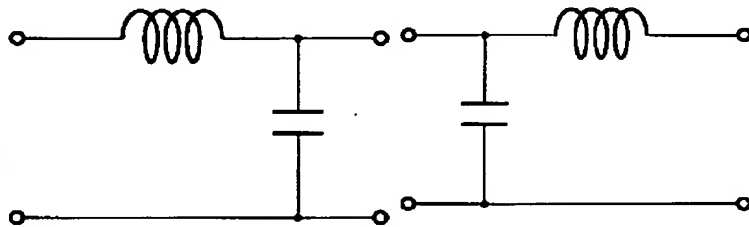
【図12】



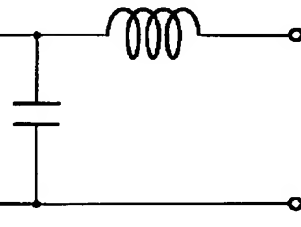
【図7】



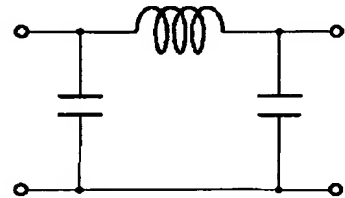
【図9】



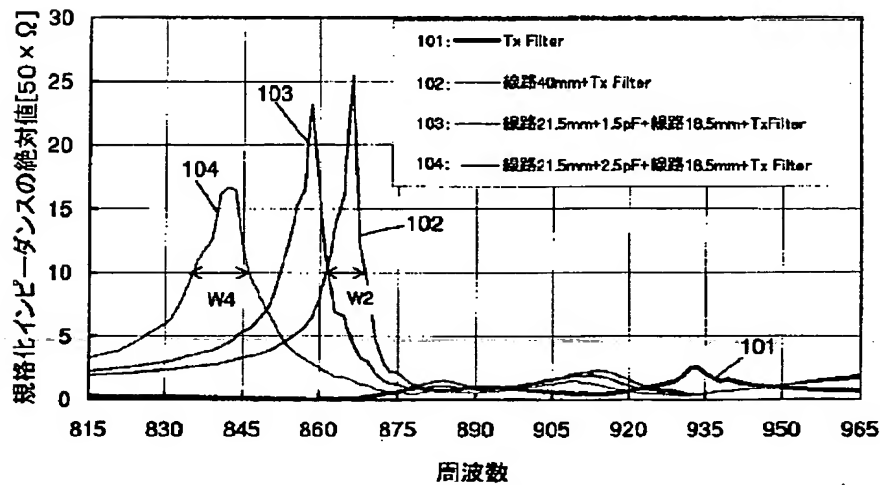
【図10】



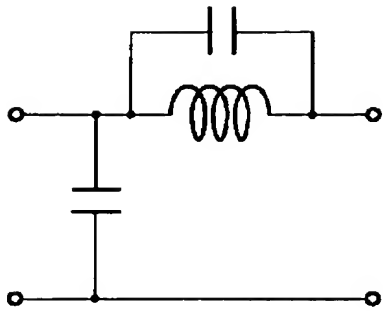
【図11】



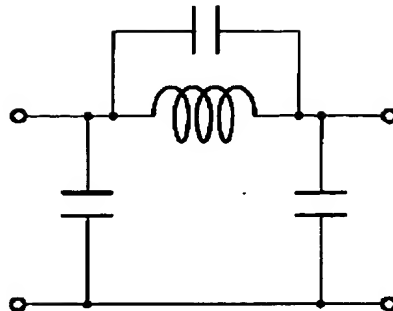
【図8】



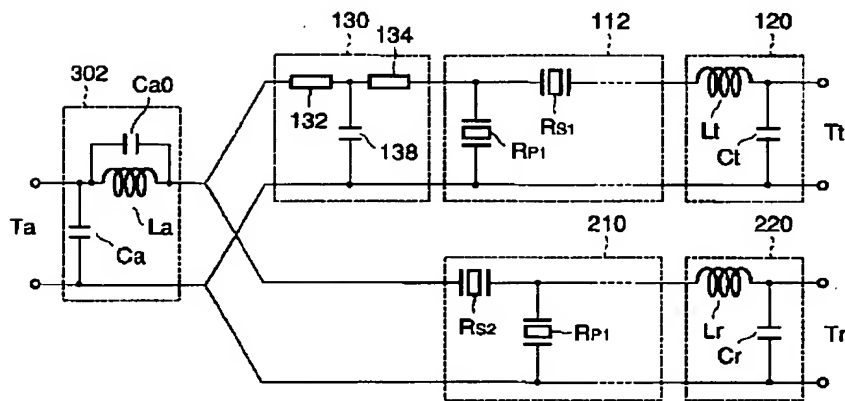
【図 13】



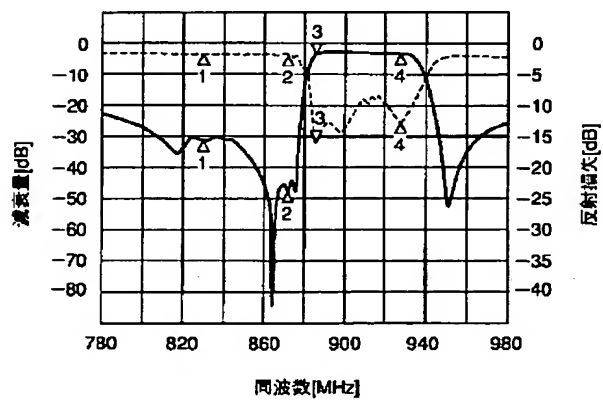
【図 14】



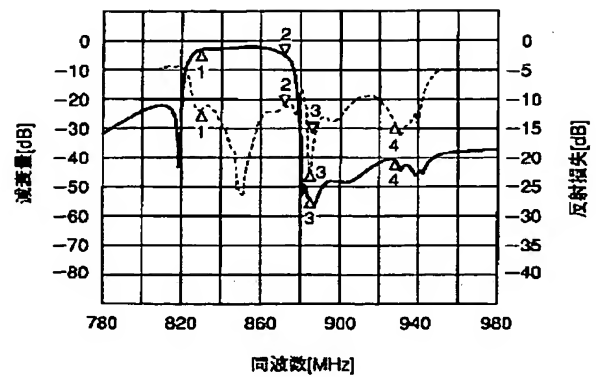
【図 15】



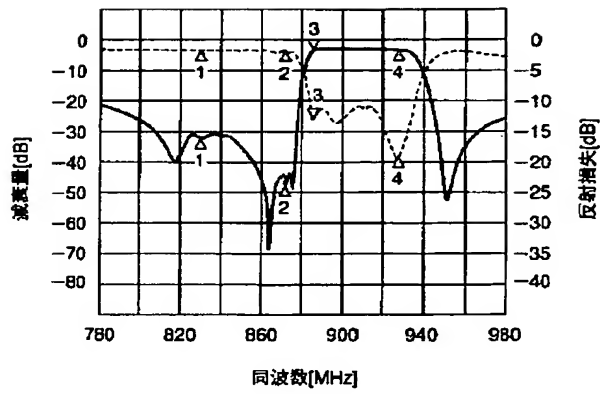
【図 16】



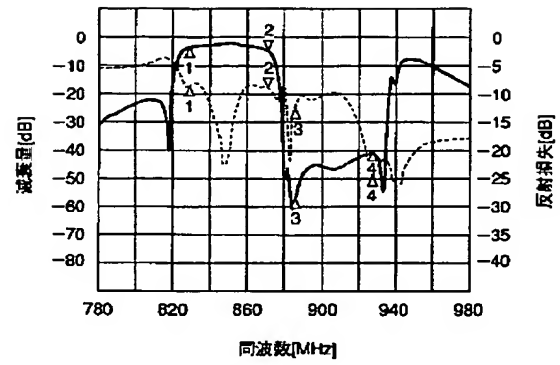
【図 17】



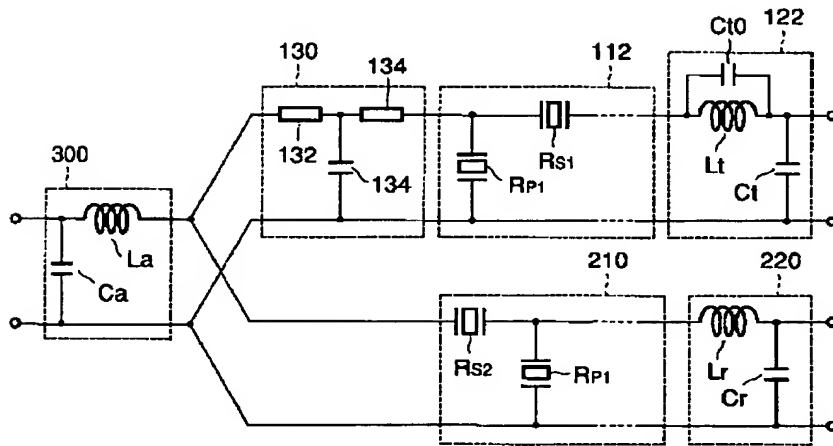
【図18】



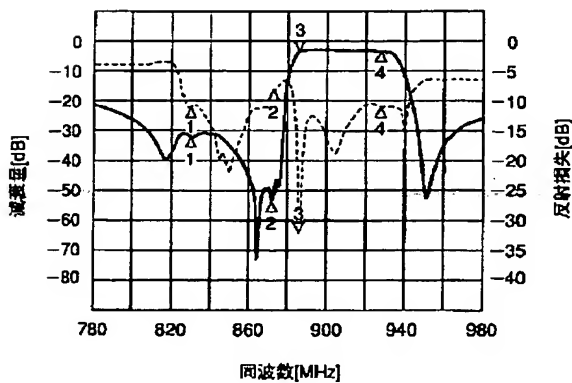
【図19】



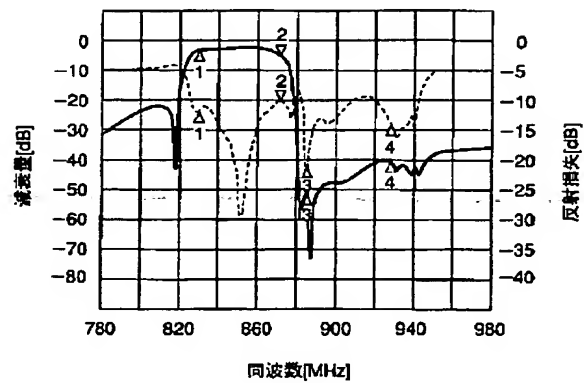
【図20】



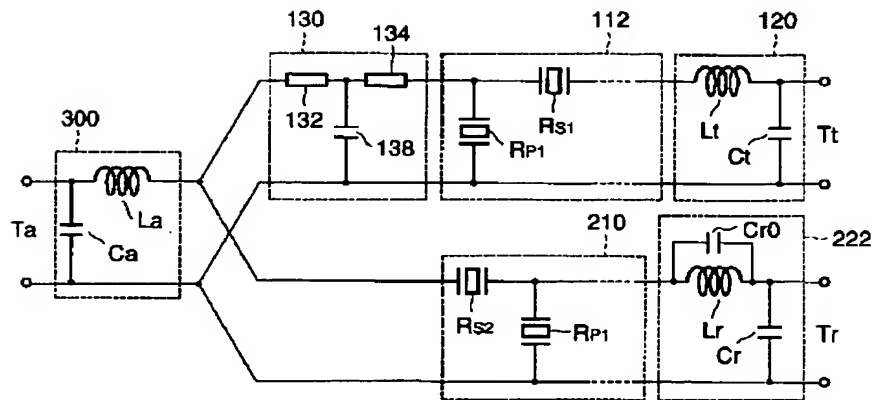
【図21】



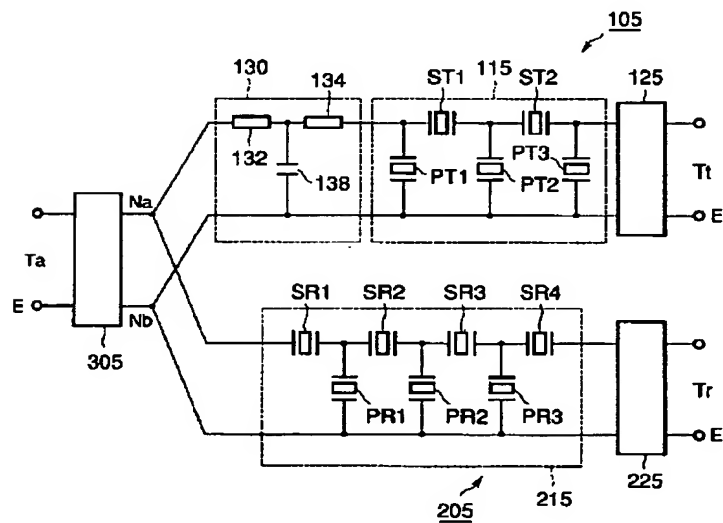
【図23】



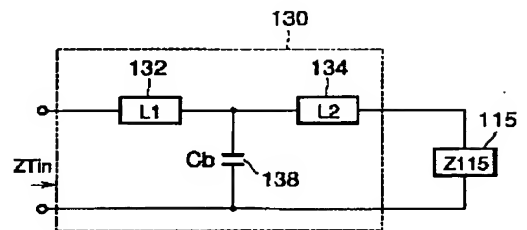
【図 22】



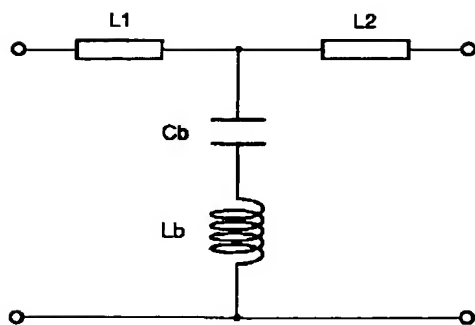
【図 24】



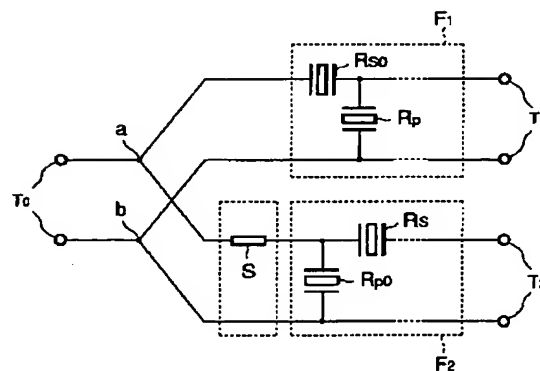
【図 25】



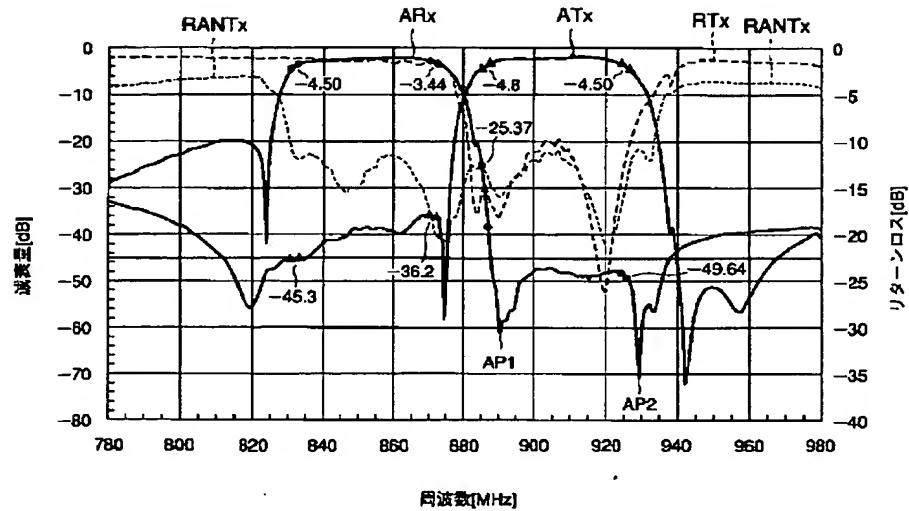
【図 26】



【図 28】



【図27】



フロントページの続き

(72) 発明者 寺田 智

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気
工業株式会社内

(72) 発明者 藤田 義昭

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気
工業株式会社内

(72) 発明者 駒崎 友和

東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気
工業株式会社内

Fターム(参考) 5J097 AA11 AA13 BB02 BB15 CC02

KK02 KK04 LL03 LL07

5K011 BA03 JA01 KA02

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The transmitting-side filter which has the serial and parallel resonance machine which were connected between an antenna terminal, the transmitting-side terminal, the receiving-side terminal, the common node, and a transmitting-side terminal and a common node, and were connected to the ladder mold (110, 112, 115), The receiving-side filter with which it has the serial and parallel resonance machine which were connected with the receiving-side terminal between common nodes, and were connected to the ladder mold, and, as for the above-mentioned transmitting-side filter, passbands differ (210 215), It has the spectral separation track circuit (130) connected with the above-mentioned transmitting-side filter between nodes. The above-mentioned part wavy line way circuit (130) The 1st spectral separation track (132), The splitter which has the grounded circuit (138) which connects the common node and grounding point of the 2nd spectral separation track (134), and the above 1st and the 2nd spectral separation track.

[Claim 2] The splitter according to claim 1 characterized by for the thing nearest to the above-mentioned common node being a parallel connection resonator (Rp1) among the resonators which constitute the above-mentioned transmitting-side filter, and the thing nearest to the above-mentioned common node being a series connection resonator (Rs2) among the resonators which constitute the above-mentioned receiving-side filter.

[Claim 3] The splitter according to claim 1 characterized by for the thing nearest to the above-mentioned common node being a parallel connection resonator (Rp1) among the resonators which constitute the above-mentioned transmitting-side filter, and the thing nearest to the above-mentioned common node being a series connection resonator (Rs2) among the resonators which constitute the above-mentioned receiving-side filter.

[Claim 4] The splitter according to claim 1 to 3 characterized by the above-mentioned grounded circuit consisting of capacitors.

[Claim 5] The above 1st and the 2nd spectral separation track are formed in BT resin substrate. Width of face Abbreviation 0.14 [mm], The track length of the stripline from which pattern thickness consists of striplines of abbreviation 33 [mum], and constitutes the spectral separation track of the above 1st Abbreviation 21.5 [mm], The splitter according to claim 1 characterized by the track length of the stripline which constitutes the spectral separation track of the above 2nd being abbreviation 18.5 [mm].

[Claim 6] The splitter according to claim 1 with which each of the above 1st and the 2nd spectral separation track is formed on a glass epoxy group plate, and track length is characterized by abbreviation 25 [mm] and width of face being [abbreviation 1.4 [mm] and pattern thickness] the microstrip lines of abbreviation 0.8 [mm].

[Claim 7] The transmitting-side matching circuit connected between the above-mentioned transmitting-side terminal and the above-mentioned transmitting filter (120, 122, 125), The receiving-side matching circuit connected between the above-mentioned receiving-side terminal and the above-mentioned receiving filter (220, 222, 225), The splitter according to claim 1 characterized by having further the antenna side matching circuit (300, 302, 305) connected between the above-mentioned common node and the above-mentioned antenna side edge child, and each of the above-mentioned matching circuit containing the capacitor of juxtaposition, and a serial inductor.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] This invention relates to the splitter using the surface acoustic wave filter used for the wireless sections, such as a device for mobile communications, especially a cellular phone.

[0002]

[Description of the Prior Art] It is small and a passband insertion loss is small, and the splitter using a surface acoustic wave (SAW) filter has large attenuation of an attenuation band, and is still more suitable for mobile communication equipment terminals, such as a cellular phone, at reasons equal also to contiguity-izing of spacing of a transmitting band and a receiving band accompanying many channelization, and broadband-ization of each passband.

[0003] As this conventional kind of a splitter, what is shown in JP, 9-98046, A or JP, 5-167388, A is known.

[0004] Hereafter, what is shown in above-mentioned JP, 05-167388, A (especially the drawing 7) as an example of the conventional splitter is shown and explained to drawing 28 of this application.

[0005] As shown in drawing 28 , to the common nodes Na and Nb when this splitter was connected to the common signal terminal T0, the surface acoustic wave filters F1 and F2 are connected to juxtaposition, and the signal terminals T1 and T2 are drawn from each surface acoustic wave filters F1 and F2 according to the individual, respectively. The surface acoustic wave filters F1 and F2 consist of the series resonance machines Rs0 and the parallel resonance machines Rp which consisted of 1 terminal pair form resonators which have a radial fin type electrode and a reflector. When it sees from the common signal terminal T0 side, the series resonance machine Rs0 is located in the first rank of a filter F1, and the location cage and the parallel resonance machine Rp0 are located in the first rank of a filter F2. It connects with series and the combination of each series resonance machine and a parallel resonance machine constitutes each surface acoustic wave filters F1 and F2 only for the required number of stages. Filters F1 and F2 have mutually different band center frequency, 887 [MHz] and the band center frequency f2 of a filter F2 are set as 932 [MHz], and the band center frequency f1 of a filter F1 has relation of $f1 < f2$. The series resonance machines Rs0 and Rs and the parallel resonance machines Rp0 and Rp are formed with the aluminum-2%Cu electrode material for example, on LT (lithium tantalate) substrate.

[0006] Such a splitter is set to a cellular phone. A common terminal T0 for an antenna terminal It is what is used for a receiving circuit for a

terminal T2, connecting a terminal T1 to a sending circuit, and connecting. The passband of a filter F1 and the passband of a filter F2 do not lap, but in the passband of a filter F1, although a filter F2 has a large characteristic impedance and it is conversely desired in the passband of a filter F2 for the characteristic impedance of a filter F1 to be large. The splitter shown in above-mentioned drawing 28 is establishing the track S for phase rotation in a filter F2 at a serial, and enlarges the impedance in the attenuation band by the side of the low frequency of a filter F2.

[0007]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] The above-mentioned splitter had the problem said that the characteristic impedance of the filter of the transmitting side in the passband of the filter of a receiving side is small in the splitter for CDMA-One used at home, when a transmitting band was in a high region side rather than a receiving band.

[0008] Moreover, it was the bandwidth of 38MHz, and a broadband in the frequency band whose specification of equipment is about 800MHz, therefore by the transmitting side, by 0.042 and the receiving side, fractional band width (bandwidth/center frequency) was not able to make sufficiently small an insertion loss [in / when as large as 0.045 / a passband], and was not able to enlarge the characteristic impedance in an attenuation band enough.

[0009] It aims at offering a splitter with this invention this invention being for solving the above-mentioned problem, and small in the insertion loss in a passband about the both sides of a transmitting side and a receiving side, and the characteristic impedance large enough in an attenuation band (near passband of another side).

[0010]

[Means for Solving the Problem] The splitter of this invention An antenna terminal, a transmitting-side terminal, and a receiving-side terminal, The transmitting-side filter which has the serial and parallel resonance machine which were connected between the common node, and a transmitting-side terminal and a common node, and were connected to the ladder mold (110, 112, 115), The receiving-side filter with which it has the serial and parallel resonance machine which were connected with the receiving-side terminal between common nodes, and were connected to the ladder mold, and, as for the above-mentioned transmitting-side filter, passbands differ (210 215), It has the spectral separation track circuit (130) connected with the above-mentioned transmitting-side filter between nodes. The above-mentioned part wavy line way circuit (130) The 1st spectral separation track (132), It has the grounded circuit (138)

which connects the common node and grounding point of the 2nd spectral separation track (134), and the above 1st and the 2nd spectral separation track.

[0011]

[Embodiment of the Invention] Hereafter, the gestalt of operation of this invention is explained with reference to a drawing.

[0012] Gestalt 1. drawing 1 of operation is the circuit diagram showing the configuration of the splitter of the gestalt 1 of operation. This splitter is suitable to include in the portable telephone for CDMA-One used in our country, and assumes 832-870MHz (bandwidth of 38MHz) as a transmitting band as 887-925MHz (bandwidth of 38MHz), and a receiving band.

[0013] The splitter shown in drawing 1 transmits the signal from the transmitting-side terminal Tt to the antenna terminal Ta. Moreover, the transmitting-side circuit 100 which is for transmitting the signal from the antenna terminal Ta to the receiving-side terminal Tr, and was prepared between the transmitting-side terminal Tt and the common nodes Na and Nb, It has the receiving-side terminal T2, the receiving-side circuit 200 prepared among the common nodes Na and Nb, and the antenna terminal T0 and the antenna edge matching circuit 300 prepared among the common nodes Na and Nb.

[0014] The transmitting-side circuit 100 has the transmitting filter 110, the transmitting-side matching circuit 120, and the transmitting-side part wavy line way circuit 130. The receiving-side circuit 200 has the receiving filter 210 and the receiving-side matching circuit 220.

[0015] As the transmitting filter 110 and a receiving filter 210, the elastic wave (SAW) filter which connected to the ladder mold the resonator which consisted of 1 terminal pair form resonators which have a radial fin type electrode and a reflector is used as well as the conventional example of drawing 28 .

[0016] In the filter 110, when it sees from the antenna terminal Ta side, the series resonance machine Rs1 (resonator which constitutes a serial arm) is arranged in the location of the first rank. That is, the series resonance machine Rs1 is connected through the spectral separation track circuit 130 at Nodes Na and Nb.

[0017] Also in the filter 210, when it sees from the antenna terminal Ta side, the series resonance machine Rs2 is arranged in the location of the first rank. That is, the series resonance machine Rs2 is connected at Nodes Na and Nb.

[0018] The spectral separation track circuit 130 has the 1st spectral separation track 132 and the 2nd spectral separation track 134 by which

series connection was carried out mutually, and the capacitor 138 connected among these nodes 136 and grounding points E.

[0019] The spectral separation tracks 132 and 134 are for enlarging the impedance of the transmitting-side circuit 100 in the low-pass side attenuation band of the transmitting filter 110. That is, the impedance of the low-pass side attenuation band (passband of SAW filter 210 for reception) does not become large enough only with the transmitting filter 110. Then, in order to reduce the effect affect the receiving filter 210 as much as possible, the spectral separation tracks 132 and 134 of the optimal die length enlarged to near the infinity (it can turn to near the infinity on the Smith chart) are inserted.

[0020] The spectral separation tracks 132 and 134 at this time to BT (bismaleimide-triazine) resin substrate It is formed with copper-nickel-gold (copper which performed nickel plating and performed gold plate from on the further). The die length of the stripline from which the die length of the stripline from which width of face consists of striplines of 0.14 [mm] and the pattern thickness 33 [μm], and constitutes the 1st spectral separation track constitutes 21.5 [mm] and the 2nd spectral separation track is 18.5 [mm].

[0021] Furthermore, the breadth (aggravation of impedance matching) of the circumference of the phase (on the Smith chart) of the impedance seen from the antenna edge T0 is small stopped by having formed the capacitor 138 which grounds a node 136.

[0022] A matching circuit 120, 220, 300 is formed for adjustment of the impedance in a passband, and is established in each signal edge Tt, Tr, and Ta.

[0023] In the example of illustration, the concentrated-constant low pass filter (LPF) is used as each matching circuit. Specifically, L match circuit of a low-pass mold like illustration is used. That is, what connected Capacitor Ct with Inductor Lt like illustration as a transmitting end matching circuit 120 is used, what was connected with Inductor Lr like illustration of Capacitor Cr as a receiving end matching circuit 220 is used, and what was connected with Inductor La like illustration of Capacitor calcium as an antenna edge matching circuit Ma is used. Abbreviation etc. spreads the seen impedance Za, the impedance Zt seen from Nodes Nc and Nd, and the impedance Zr seen from Node Ne and Nf terminal on 50 ohms which is the characteristic impedance of this circuit, respectively, and it is made to consist of common nodes Na and Nb of drawing 1 by this.

[0024] Thus, in the transmitting-side circuit 100, the circuit of drawing 1 inserts the serial arm resonator Rsl in a circuit connection

side with the filter 210 of a filter 110, and inserts the spectral separation track circuit 130 for phase rotation in a filter 110 and a serial, and, on the other hand, is inserting the serial arm resonator Rs2 in a circuit connection side with the filter 110 of a filter 210 in the receiving-side circuit 200.

[0025] Drawing 4 - drawing 7 show the frequency characteristics and the impedance characteristic of a splitter of the above-mentioned configuration. That is, drawing 4 shows the frequency characteristics of a transmitting side (Tx) and a receiving side (Rx), in drawing 5, drawing 6 shows the property of the impedance Z_t of a transmitting end T_t , and drawing 7 shows the property of the impedance Z_r of a receiving end T_r for the property of the impedance Z_a of an antenna edge (T_a), respectively. Drawing 2 and drawing 3 show the property of transmitting filter 110 simple substance for a comparison (when not putting in a minute wavy line way circuits 130).

[0026] Since according to the gestalt of operation of drawing 1 the spectral separation track circuit of the optimal die length was inserted so that the impedance in the receiving band of a transmitting filter simple substance might become large in a transmitting side In the frequency band whose impedance of transmitting filter 110 simple substance shown in drawing 3 is the CDMA-One receiving band specification of 832MHz - 870MHz (when not putting in a minute wavy line way circuits 130) Phase rotation of what is $1.50-j0.22-3.34+j0.29$ is carried out by inserting a spectral separation track circuit, and the impedance seen from the antenna edge in a splitter, the transmitting end, and the receiving end comes to be shown in drawing 5 - drawing 7, respectively. From the common nodes N_a and N_b of the transmitting filter 110 and the receiving filter 210, Z is the following, the seen impedance is made and it asks. The case where a capacitor 138 is not inserted first is considered. First, F matrix of the spectral separation track circuit (a part for $\lambda/4$ merit wavy line way) when not inserting a capacitor 138 [0027]

[Equation 1]

$$\begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ j/Z_0 & 0 \end{bmatrix}$$

F matrix of the transmitting filter 110 [0028]

[Equation 2]

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z & 1 \end{bmatrix}$$

since -- it is as follows when F matrix of these subordination connection is searched for.

[0029]

[Equation 3]

$$\begin{bmatrix} 0 & jZ_0 \\ j/Z_0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jZ_0/Z_1 & jZ_0 \\ j/Z_0 & 0 \end{bmatrix}$$

The impedance Z when seeing the spectral separation track circuit 130 from the common nodes Na and Nb is F matrix [0030]

[Equation 4]

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}$$

Since it comes out, and it is expressed with $Z=A/C$ when expressed, it is $Z=A/C=Z_{02}/Z_1=9.565+j118.2$ (however, Z_0 is the characteristic impedance of a spectral separation track circuit, and $Z_0=50[\omega]$ and Z_1 are the input impedances of transmitting filter 110 simple substance, and are $Z_1=1.50-j11.2$).

[0031] Generally, as for an SAW filter, an impedance becomes small by the passband low-pass side. In the thing of a configuration of inquiring, the impedances seen from the antenna side of a filter are $1.50-j11.2$ near 0 thru/or about $3.66+j15.64$ in 832-870MHz. $\lambda/4$ merit's spectral separation track is inserted in order to make spectral separation connection smoothly.

[0032] Since the impedance of a filter is smaller than $Z=Z_{02} / Z_1$ in 832MHz, $9.565+j118.2$ thru/or $81.54-j228.8$, and a big value are acquired. Moreover, in 887 of a passband thru/or 925MHz, since adjustment can be taken and a value with the impedance of a filter near 50 ohms is acquired, from $Z=Z_{02} / Z_1$, the input impedance seen from the common nodes Na and Nb serves as a value near 50 ohms naturally, it is efficient and the loss in spectral separation-on theory connection becomes small.

[0033] F matrix of the spectral separation track circuit (the capacitor 138 is inserted) shown in drawing 1 is [0034].

[Equation 5]

$$\begin{bmatrix} \cos\theta_1 & j\sin\theta_1 \\ j\sin\theta_1 & \cos\theta_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ j\omega C_{ST} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta_2 & j\sin\theta_2 \\ j\sin\theta_2 & \cos\theta_2 \end{bmatrix}$$

It is come out and expressed. It is $\theta_1 = \beta d_1$ and $\theta_2 = \beta d_2$, β is a wavelength constant here, and $\beta = \omega/c$ (c is the

velocity of light and ω is wavelength), and d_1 and d_2 are the track length of striplines 132 and 134, respectively.

[0035] It can ask for the impedance Z seen like the above using this from the common nodes N_a and N_b of the transmitting filter 110 and the receiving filter 210.

[0036] The impedance characteristic when not considering as the time of inserting a capacitor 138 is shown in drawing 8 .

[0037] With the configuration of drawing 1 , the value of the impedance seen from the antenna side of a filter Because what was $1.50-j11.2$ near 0 thru/or about $3.66+j15.64$ divided the stripline and inserted the capacitor 138 (2.5 [pF]) in between in 832 thru/or 870MHz It is set to $120+j307.4$ thru/or $6.96+j43.89$, and the effectiveness same with having lengthened track length by insertion of a capacitor is acquired.

Furthermore, the frequency span (ω_2 , ω_4) of the high impedance assumed that an input impedance can be disregarded can secure widely.

[0038] Since the impedance in the transmitting band of receiving filter 210 simple substance is larger than the impedance in the receiving band of transmitting filter 110 simple substance in a receiving side for how many minutes, it has connected as it is (without inserting a minute wavy line ways).

[0039] Moreover, the circumference of the phase on the Smith chart is small summarized by dividing the spectral separation track of a transmitting side and inserting a capacitor 138 in juxtaposition (impedance matching can be made good).

[0040] Furthermore, they are low loss (they are the transmitting-side insertion loss 2.34 [dB] and the receiving-side insertion loss 3.87 [dB], securing pass band width 38 [MHz]) and the high magnitude of attenuation (the splitter property of the transmitting-side magnitude of attenuation 31.49 [dB] and the receiving-side magnitude of attenuation 45.41 [dB] was acquired securing the attenuation band width of face 38 [MHz].) by improving and optimizing the matching circuit 120, 220, 300 of each terminal.

[0041] In addition, N_a shown in drawing 1 in the design of a matching circuit 120, 220, 300 in the above-mentioned example and the impedance Z_a seen from N_b terminal, Although L match circuit of a low-pass mold is used since the impedance Z_t seen from Nodes N_c and N_d and the impedance Z_r seen from Nodes N_e and N_f are smaller than 50 ohms When the impedances Z_a , Z_t , and Z_r seen from each terminal of Nodes N_a , N_b , N_c , N_d , N_e , and N_f are larger than 50 ohms (characteristic impedance) contrary to this, the match circuit of a reverse L type may be used as an impedance matching circuit.

[0042] Moreover, what is shown in drawing 9 - drawing 14 can be used instead of the matching circuit 120, 220, 300 used with the gestalt of the above-mentioned operation. Among these, drawing 12 - drawing 14 are suitable for adjustment of a higher harmonic. It decides it to be a specification collectively any to be used among drawing 9 - drawing 14 .

[0043] In addition, in the above-mentioned example, although the spectral separation track is formed in BT resin substrate, the track length formed on the glass epoxy group plate may constitute [abbreviation 1.4 [mm] and pattern thickness] each of the 1st and 2nd spectral separation tracks from abbreviation 25 [mm], and width of face may constitute it from a microstrip line of abbreviation 0.8 [mm].

[0044] Gestalt 2. drawing 15 of operation shows the gestalt 2 of operation of this invention. The overall configuration of the gestalt of this operation is the same as the gestalt of operation of drawing 1 . However, the transmitting filter 112 of a configuration is used instead of the transmitting filter 110 of drawing 1 . Moreover, the matching circuit 302 where configurations differ is used instead of the matching circuit 300 of drawing 1 . That is, although it saw from common terminals Na and Nb and the resonator of the first rank was a series resonance machine with the transmitting filter 110 of drawing 1 , the resonator of the first rank is the parallel resonance machine Rp1 (resonator which constitutes a juxtaposition arm) in drawing 15 . Moreover, although the matching circuit 302 is similar to the matching circuit 300 shown in drawing 1 , the capacitor calcium 0 of juxtaposition is connected to Inductor La, and the parallel resonant circuit is constituted. That is, what is shown in drawing 13 is used. Thereby, the desired attenuation pole was formed in the high region side of a passband, and the magnitude of attenuation out of band is improved.

[0045] The capacitor calcium 0 inserted in this parallel resonant circuit is determined from a degree type.

[0046]

$$2\pi f = 1/\sqrt{L_a - C_0} \dots (1)$$

However, the frequency of f: request attenuation pole, the inductance of the inductor Lt of the parallel-resonance section of the La: matching circuit 302, calcium0: It is the capacitance of the capacitor of the parallel resonance section of a matching circuit 302 for which it asks.

[0047] The frequency characteristics of the transmitting side of the splitter when setting capacitance calcium 0 to 2 [pF] and a receiving side are shown in drawing 18 and drawing 19 . Moreover, for a comparison, drawing 16 and drawing 17 show the property of the circuit of the transmitting side of a splitter which used the matching circuit 300

instead of the matching circuit 302, and a receiving side, though it is the same as that of drawing 15 generally. In addition, in drawing 16 - drawing 19, a continuous line shows the magnitude of attenuation and a broken line shows reflection loss. The same is said of below-mentioned drawing 21 R> 1 and below-mentioned drawing 23. In drawing 16 - drawing 19, the numeric value in each marker's (delta) location is as the following.

[0048] Drawing 16 / magnitude-of-attenuation marker 1 -30.896dB 830MHz marker 2 -46.267dB 872MHz marker 4 -3.271dB 927MHz drawing 16 / reflection loss marker 1 -1.512dB The 830MHz marker 2 -1.704dB The 872MHz marker 4 -12.345dB 927MHz drawing 17 / magnitude-of-attenuation marker 1 -3.087dB 830MHz marker 3 -54.562dB 885MHz marker 4 -40.5 dB 927MHz drawing 17 / reflection loss marker 1 -11.507dB The 830MHz marker 3 -21.882dB The 885MHz marker 4 -14.398dB 927MHz drawing 18 / magnitude-of-attenuation marker 1 -31.925dB 830MHz marker 2 -44.101dB Four to 2.870 dB 872MHz marker 927MHz drawing 18 / reflection loss marker 1 -1.298dB The 830MHz marker 2 -1.623dB The 872MHz marker 4 -18.459dB 927MHz drawing 19 / magnitude-of-attenuation marker 1 -3.427dB 830MHz marker 3 -57.125dB 885MHz marker 4 -41.528dB 927MHz drawing 19 / reflection loss marker 1 -8.466dB 830MHz marker 3 -19.252dB 885MHz marker 4 -23.997dB So that it may understand, if the frequency characteristics shown in 927MHz drawing 18 and drawing 19, drawing 16, and drawing 17 are compared the configuration of drawing 15 As compared with the case where the matching circuit 300 of drawing 1 is used, the attenuation pole has appeared near 1.35 [GHz] in the splitter property of both transmission and reception. Moreover, about the transmitting side, the attenuation pole has appeared also near 1.9 [GHz].

[0049] As mentioned above, it becomes possible to secure the magnitude of attenuation of a desired higher-harmonic property by operating an attenuation pole by the capacitor calcium 0 and Inductor La of parallel resonance in a matching circuit.

[0050] Gestalt 3. drawing 20 of operation shows the gestalt 3 of operation of this invention. The overall configuration of the gestalt of this operation is the same as the gestalt of operation of drawing 15. However, the same matching circuit 300 as drawing 1 is used instead of the matching circuit 302 of drawing 15, and the matching circuit 122 is used instead of being the matching circuit 120 of drawing 15. That is, as a matching circuit 122, although shown in drawing 12, the capacitor Ct0 of juxtaposition is connected to Inductor Lt, and what constituted the parallel resonant circuit is used like. Thereby, the desired attenuation pole was formed in the high region side of a passband, and

the magnitude of attenuation out of band is improved.

[0051] The capacitor Ct0 inserted in this parallel resonant circuit is determined from a degree type.

[0052]

$2\pi f = 1/\sqrt{L_t - C_{t0}} \dots (2)$

However, the frequency of f: request attenuation pole, the inductance of the inductor of the parallel-resonance section of the Lt: matching circuit 122, Ct0: It is the capacitance of the capacitor of the parallel resonance section of a matching circuit 122 for which it asks.

[0053] The frequency characteristics of the transmitting side of the splitter when setting a capacitor Ct0 to 2 [pF] are shown in drawing 21 . In drawing 21 , the numeric value in each marker's (delta) location is as the following.

[0054] Drawing 21 / magnitude-of-attenuation marker 1 -31.279dB 830MHz marker 2 -49.252dB 872MHz marker 4 -4.250dB 927MHz drawing 21 / reflection loss marker 1 -11.025dB 830MHz marker 2 -8.248dB 872MHz marker 4 -10.764dB So that the comparison of 927MHz drawing 21 , drawing 16 , and drawing 17 may show The peak seen near 1.5 [GHz] as compared with the configuration as the matching circuit 120 of drawing 1 with the same matching circuit shifted the configuration of drawing 2020 near 1.2 [GHz] at the low-pass side, and the attenuation pole has appeared near 2.4 [GHz].

[0055] As mentioned above, it becomes possible to secure the magnitude of attenuation of a desired higher-harmonic property by operating an attenuation pole by the capacitor Ct0 and Inductor Lt of parallel resonance in a matching circuit 122.

[0056] Gestalt 4. drawing 22 of operation shows the gestalt 4 of operation of this invention. The overall configuration of the gestalt of this operation is the same as the gestalt of operation of drawing 20 . However, the same matching circuit 120 as drawing 15 is used instead of a matching circuit 122, and the matching circuit 222 is used instead of being a matching circuit 220. Although a matching circuit 222 is shown in drawing 12 , like, it connects the capacitor Cr0 of juxtaposition to Inductor Lt, and constitutes a parallel resonant circuit. Thereby, the desired attenuation pole was formed in the high region side of a passband, and the magnitude of attenuation out of band is improved.

[0057] The capacitor Cr0 inserted in this parallel resonant circuit is determined from a degree type.

[0058]

$2\pi f = 1/\sqrt{L_r - C_{r0}} \dots (3)$

However, the frequency of f: request attenuation pole, the inductance of

the inductor of the parallel-resonance section of the Lr-matching circuit 222, Cr0: It is KYAPASHINTASU of the capacitor of the parallel resonance section of a matching circuit 222 for which it asks.

[0059] The frequency characteristics of the receiving side of the splitter when setting a capacitor Cr0 to 2 [pF] are shown in drawing 23 . In drawing 23 , the numeric value in each marker's location is as the following.

[0060] Drawing 23 / magnitude-of-attenuation marker 1 -3.002dB 830MHz marker 3 -52.22 dB 885MHz marker 4 -39.968dB 927MHz drawing 23 / reflection loss marker 1 -12.855dB 830MHz marker 3 -21.774dB 885MHz marker 4 -14.31 dB So that the comparison of 927MHz drawing 23 , drawing 16 , and drawing 17 may show the configuration of drawing 2222 As compared with the configuration as the matching circuit 200 of drawing 1 with the same matching circuit, the attenuation pole has appeared near 1.9 [GHz].

[0061] As mentioned above, it becomes possible to secure the magnitude of attenuation of a desired higher-harmonic property by operating an attenuation pole by the capacitor Cr0 and Inductor Lr of parallel resonance in a matching circuit Mr.

[0062] Gestalt 5 drawing 24 of operation is the circuit diagram showing the splitter of the gestalt 5 of implementation of this invention.

[0063] 832-870MHz is assumed as 887-925MHz and a receiving band as a transmitting band like [the splitter shown in drawing 24] the splitter of the gestalt 1 of operation.

[0064] Moreover, the signal from the transmitting-side terminal Tt is transmitted to the antenna terminal Ta like [the splitter shown in drawing 24] the thing of drawing 1 . Moreover, the transmitting-side circuit 105 which is for transmitting the signal from the antenna terminal Ta to the receiving-side terminal Tr, and was prepared between the transmitting-side terminal Tt and the common nodes Na and Nb, It has the receiving-side terminal Tr, the receiving-side circuit 205 prepared among the common nodes Na and Nb, and the antenna terminal Ta and the antenna edge matching circuit 305 prepared among the common nodes Na and Nb.

[0065] The transmitting-side circuit 105 has the transmitting filter 115, the transmitting-side matching circuit 125, and the transmitting-side part wavy line way circuit 130. The receiving-side circuit 205 has the receiving filter 215 and the receiving-side matching circuit 225. Matching circuits 125, 225, and 305 can use the same thing as what was used with the gestalt 1 of operation, respectively. The thing same as a spectral separation track circuit 130 as what was used with the gestalt

1 of operation is used.

[0066] As the transmitting filter 115 and a receiving filter 215, the elastic wave (SAW) filter which connected to the ladder mold the resonator which consisted of 1 terminal pair form resonators which have a radial fin type electrode and a reflector is used as well as the conventional example of drawing 28 , or the gestalten 1-4 of *****.

[0067] The transmitting filter 115 consists of two series resonance machines ST1 and ST2 and three parallel resonance machines PT1, PT2, and PT3 like illustration. The receiving filter 215 consists of three series resonance machines SR2, SR3, and SR4 and four parallel resonance machines PR1, PR2, PR3, and PR4 like illustration.

[0068] Thus, in the transmitting filter 115, when it sees from the antenna terminal Ta side, the parallel resonance machine PT 1 is arranged in the location of the first rank. That is, the parallel resonance machine PT 1 of the first rank is connected through the spectral separation track circuit 130 at Nodes Na and Nb. Moreover, in the receiving filter 215, when it sees from the antenna terminal Ta side, the series resonance machine SR 1 is arranged in the location of the first rank. That is, the series resonance machine SR 1 is connected at Nodes Na and Nb.

[0069] Moreover, the crossover length of each resonator used, a logarithm, and resonance frequency are shown in Table 1 and Table 2.

[0070]

[Table 1]

共振器	ST1	ST1	PT1	PT2	PT3
交差長(μ):対数(本)	53:120	53:120	80:80	160:80	80:80
極周波数(MHz)	945	945	870	870	870

[Table 2]

共振器	SR1	SR2	SR3	SR4	PR1	PR2	PR3
交差長(μ):対数(本)	130:120	65:120	65:120	130:100	88:99	88:99	88:99
極周波数(MHz)	885	885	885	885	820	820	820

Drawing 27 shows the property of the splitter of the gestalt 5 of operation. In this drawing, ATx shows the damping property of a transmitting filter, ARx shows the damping property of a receiving filter, RTx shows the return loss of a transmitting filter, and RANTx shows the return loss for an antenna edge of a splitter. Like

illustration, the frequency point (the 930MHz attenuation pole AP 2) with the magnitude of attenuation near infinity is formed in the necessary band (passband of a transmitting filter) in addition to the magnitude-of-attenuation infinity point (the 890MHz attenuation pole AP 1) produced with a SAW resonator in a damping property. Although it produces an attenuation pole AP 1 in not dividing the spectral separation track of the spectral separation track circuit 130, an attenuation pole AP 2 is not produced. As mentioned above, in a splitter, it is possible to form an attenuation pole in a necessary frequency on the spectral separation track, and one step of high-performance-izing of a splitter property is possible.

[0071] Below, the configuration of drawing 24 explains the reason which an attenuation pole AP 2 generates. It explains in explanation of this actuation using the concentrated-constant equal circuit of the SAW resonator shown in the reference: "consideration by concentrated-constant equal circuit of resonator mold SAW filter" 1996 Institute of Electronics, Information and Communication Engineers synthesis convention A-312.

[0072] Input-impedance Z_{Tin} of the spectral separation track circuit 130 of drawing 24 and the transmitting filter 115 is shown in drawing 27 .

[0073]

$$Z_{\text{Tin}} = j\omega L_1 + j\omega L_2 (1 + (j\omega)^2 L_2 C_b)$$

... (4)

here L_1 : -- inductance L_2 : of the 1st spectral separation track 132 -- inductance C_b : of the 2nd spectral separation track 134 -- it is the capacitance of a capacitor 138.

[0074] Therefore, in the property of a receiving filter, in addition to the attenuation pole of a SAW resonator, an attenuation pole is produced, when a formula (4) is zero. That is, each frequency ω (infinity) corresponding to this attenuation pole frequency f (infinity) is given by the formula (5).

[0075]

$$\omega (\text{infinity}) = \sqrt{L_1 + L_2} / (L_1 * L_2 * C_b)$$

... (5)

In addition, it turns out that attenuation pole frequency f (infinity) is related to the track length L_1 and L_2 and the addition capacity C_b of each track. That is, when the input impedance of a transmitting filter is made into zero, it turns out that in addition to this addition capacity C_b Inductor L_b is added to a serial and an attenuation pole arises from that an attenuation pole is obtained (4), i.e., a formula, and a formula (5) similarly as a series resonant circuit of capacity C_b

and Inductor Lb as shown in drawing 26 .

[0076] In addition, although the capacitor 138 is used as a circuit (grounded circuit) for a spectral separation track circuit to ground, instead, you may constitute from an inductor, may constitute from a series resonant circuit of a capacitor and an inductor, and may constitute from a parallel resonant circuit of a capacitor and an inductor, and a surface acoustic wave resonator may constitute from the gestalt of the above-mentioned operation.

[0077]

[Effect of the Invention] Since according to this invention the spectral separation track was divided and the dividing point is grounded by the grounded circuit, the breadth (aggravation of impedance matching) of the circumference of the phase of the impedance seen from the antenna edge can be stopped small, and the impedance of the receiving-side filter in the passband of a transmitting-side filter can be enlarged, and the impedance of the transmitting-side filter in the passband of a receiving-side filter can be enlarged.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIPI are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the circuit diagram showing the configuration of the splitter of the gestalt 1 of operation of this invention.

[Drawing 2] In drawing 1 , it is drawing showing the frequency characteristics of transmitting filter 110 simple substance (when not putting in a minute wavy line way circuits 130).

[Drawing 3] In drawing 1 , it is the Smith chart which shows the property of transmitting filter 110 simple substance (when not putting in a minute wavy line way circuits 130).

[Drawing 4] It is drawing showing the frequency characteristics of the transmitting side (Tx) of the splitter of the gestalt 1 of operation, and a receiving side (Rx).

[Drawing 5] It is the Smith chart which shows the property of the impedance Z_a of the antenna edge (T_a) of the splitter of the gestalt 1 of operation.

[Drawing 6] It is the Smith chart which shows the property of the impedance Z_t of the transmitting end (T_t) of the splitter of the gestalt 1 of operation.

[Drawing 7] It is the Smith chart which shows the property of the impedance Z_r of the receiving end (T_r) of the gestalt 1 of operation.

[Drawing 8] It is drawing showing the impedance characteristic of the gestalt 1 of operation.

[Drawing 9] It is the circuit diagram showing other examples of a matching circuit.

[Drawing 10] It is the circuit diagram showing other examples of a matching circuit.

[Drawing 11] It is the circuit diagram showing other examples of a matching circuit.

[Drawing 12] It is the circuit diagram showing other examples of a matching circuit.

[Drawing 13] It is the circuit diagram showing other examples of a matching circuit.

[Drawing 14] It is the circuit diagram showing other examples of a matching circuit.

[Drawing 15] It is the circuit diagram showing the splitter of the gestalt 2 of operation of this invention.

[Drawing 16] Though it is the same as that of drawing 15 generally, it is drawing showing the frequency characteristics of the circuit of the transmitting side of a splitter which used the matching circuit 300 instead of the matching circuit 302.

[Drawing 17] Though it is the same as that of drawing 15 generally, it is drawing showing the frequency characteristics of the circuit of the receiving side of a splitter which used the matching circuit 300 instead of the matching circuit 302.

[Drawing 18] It is drawing showing the frequency characteristics of the transmitting side of the splitter of the gestalt 2 of operation.

[Drawing 19] It is drawing showing the frequency characteristics of the receiving side of the splitter of the gestalt 2 of operation.

[Drawing 20] It is the circuit diagram showing the splitter of the gestalt 3 of operation of this invention.

[Drawing 21] It is drawing showing the frequency characteristics of the transmitting side of the splitter of the gestalt 3 of operation.

[Drawing 22] It is the circuit diagram showing the splitter of the gestalt 4 of operation of this invention.

[Drawing 23] It is drawing showing the frequency characteristics of the receiving side of the splitter of the gestalt 4 of operation.

[Drawing 24] It is the circuit diagram showing the splitter of the gestalt 5 of operation of this invention.

[Drawing 25] It is the representative circuit schematic showing input-impedance Z_{in} of the spectral separation track circuit 130 of drawing 24 , and the transmitting filter 115. .

[Drawing 26] It is the circuit diagram showing other examples of the spectral separation track circuit 130 of drawing 24 .

[Drawing 27] It is drawing showing the property of the splitter of the gestalt 5 of operation.

[Drawing 28] It is the circuit diagram showing the conventional splitter.

[Description of Notations]

110, 112, 115 Transmitting filter 120, 122, 125 matching circuits 130

132 Spectral separation track circuit 132 134 A spectral separation

track, 138 Grounded circuit 210, 212, 215 Receiving filter 220, 222, 225 Matching circuit.

[Translation done.]

* NOTICES *

JPO and NCIP are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

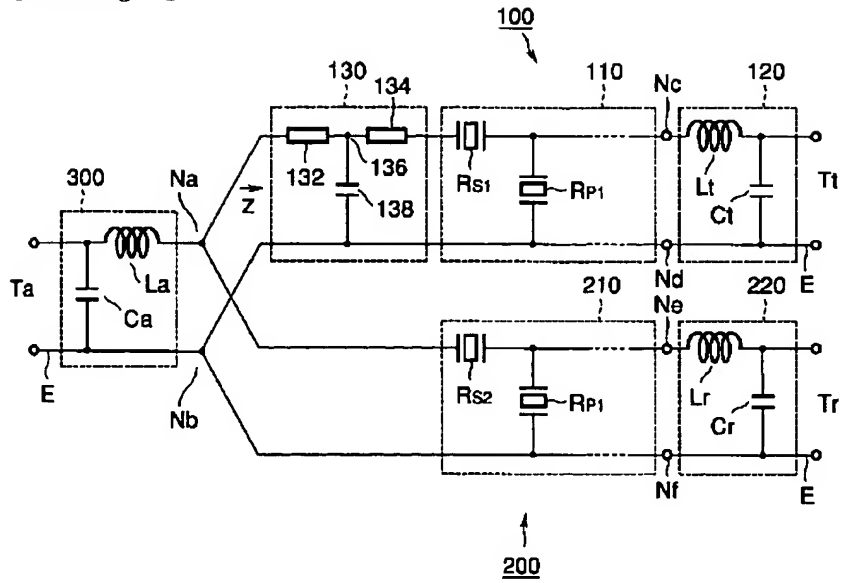
1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.

2. **** shows the word which can not be translated.

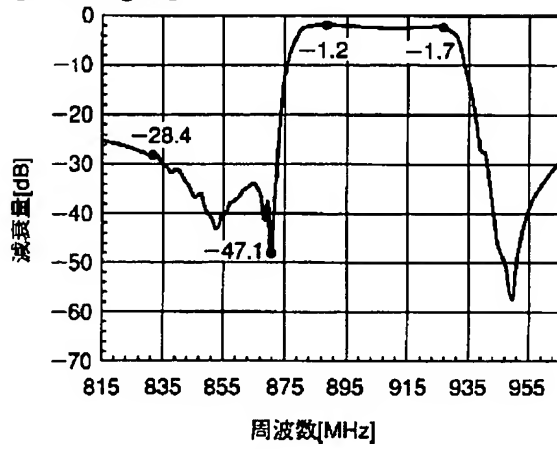
3. In the drawings, any words are not translated.

DRAWINGS

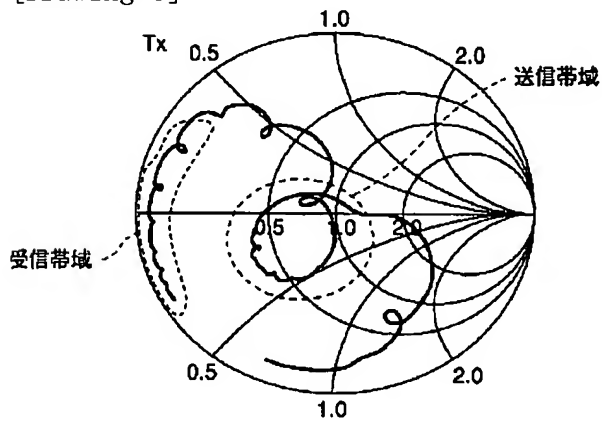
[Drawing 1]



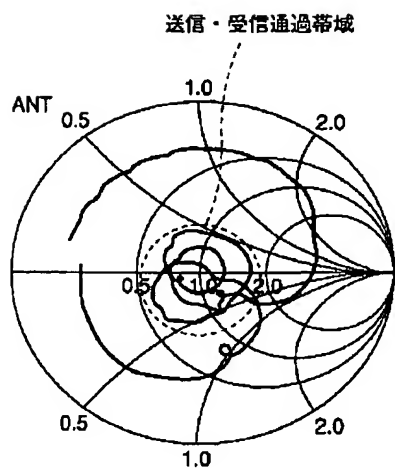
[Drawing 2]



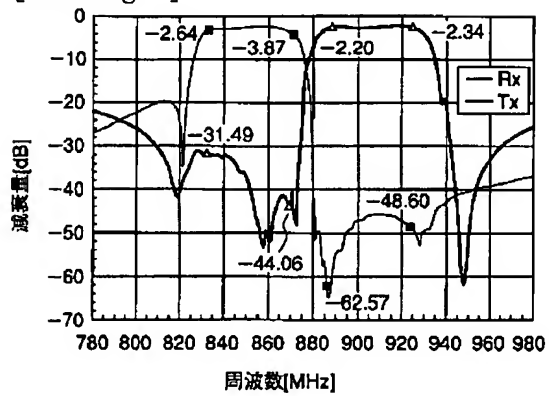
[Drawing 3]



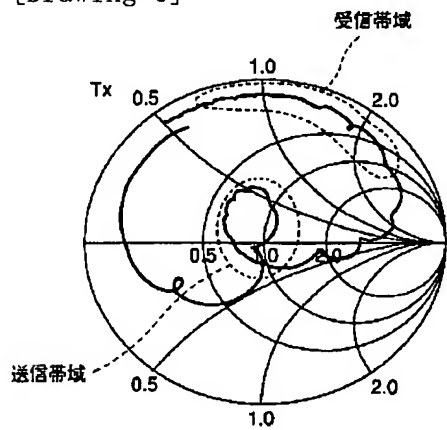
[Drawing 5]



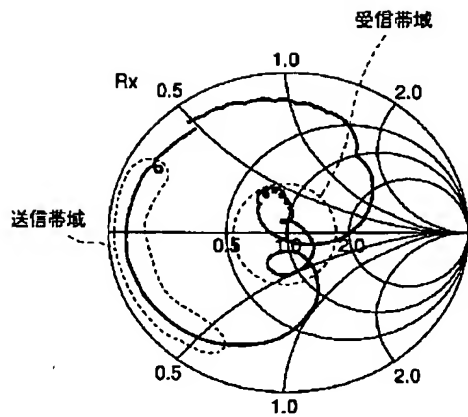
[Drawing 4]



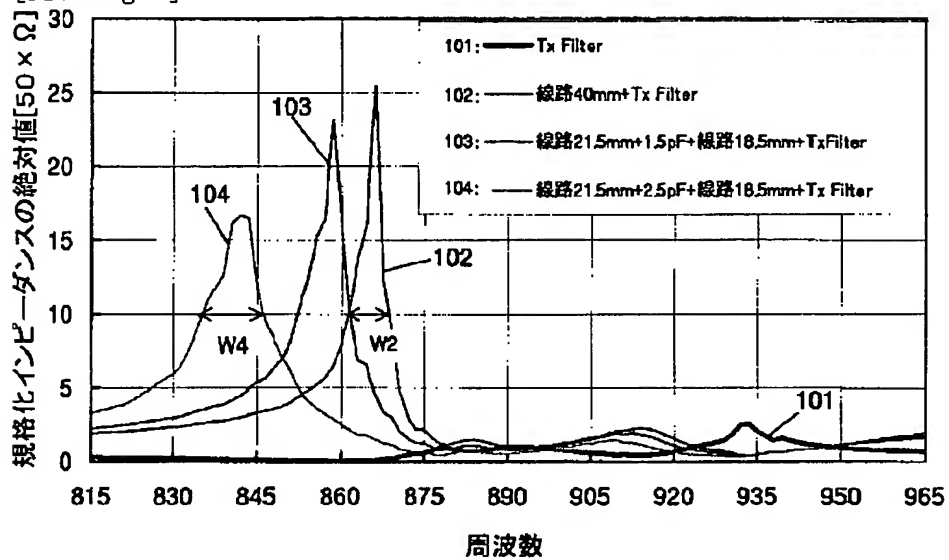
[Drawing 6]



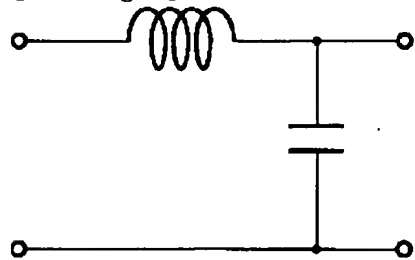
[Drawing 7]



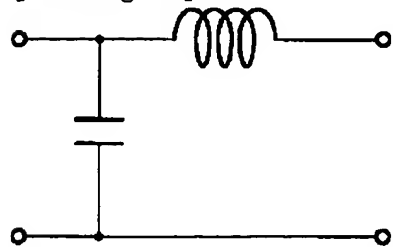
[Drawing 8]



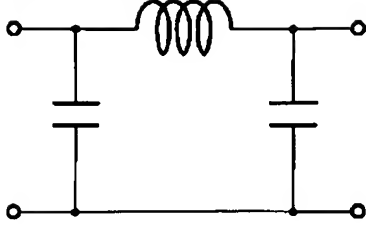
[Drawing 9]



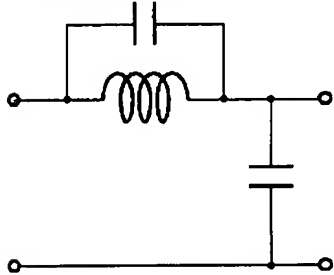
[Drawing 10]



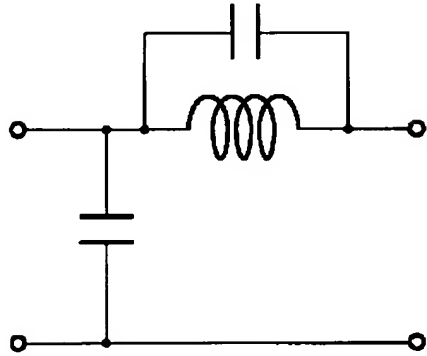
[Drawing 11]



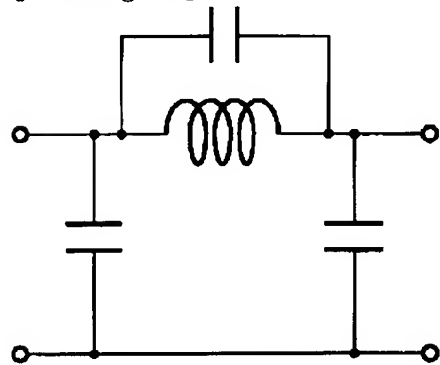
[Drawing 12]



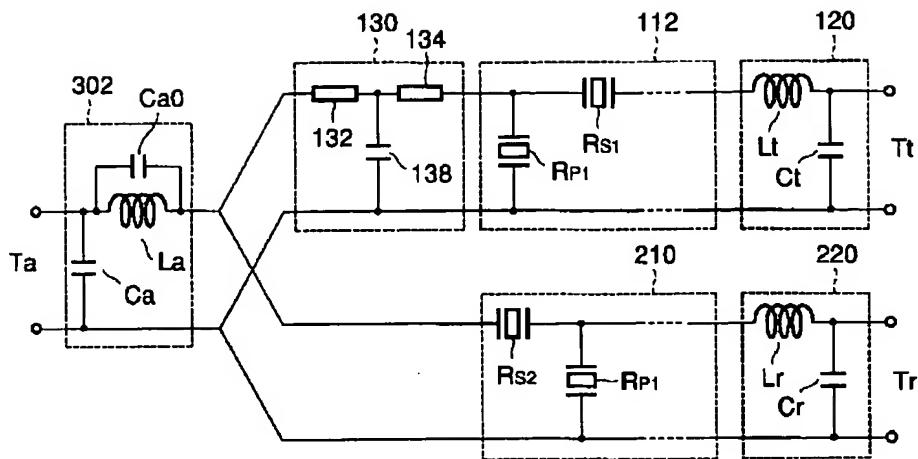
[Drawing 13]



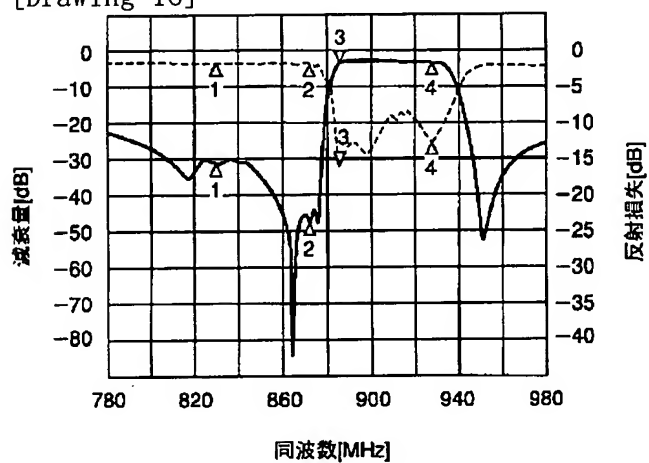
[Drawing 14]



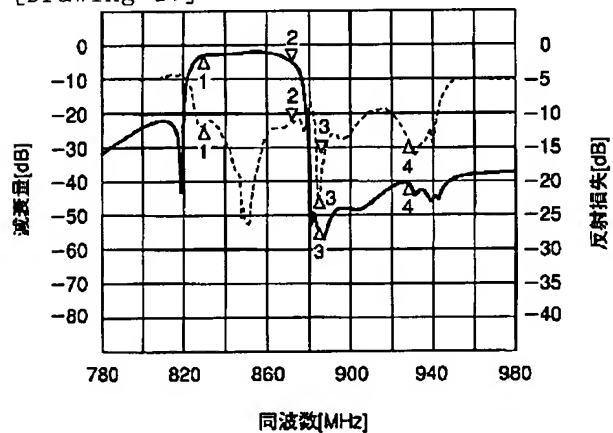
[Drawing 15]



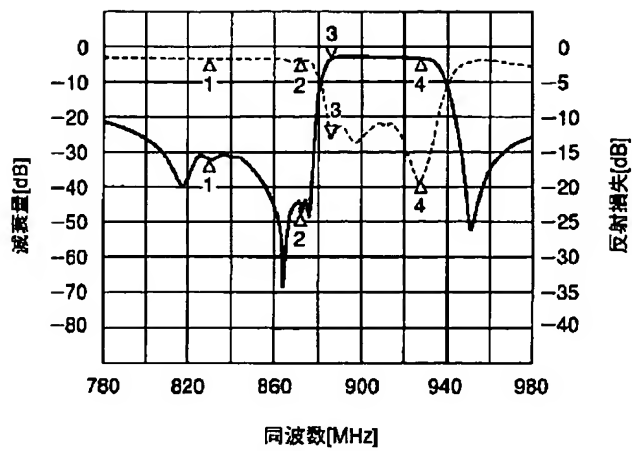
[Drawing 16]



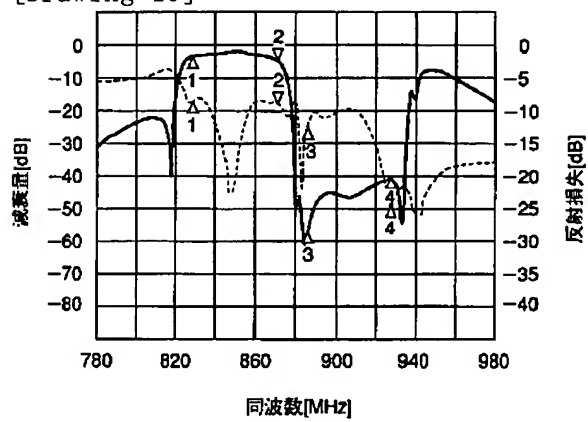
[Drawing 17]



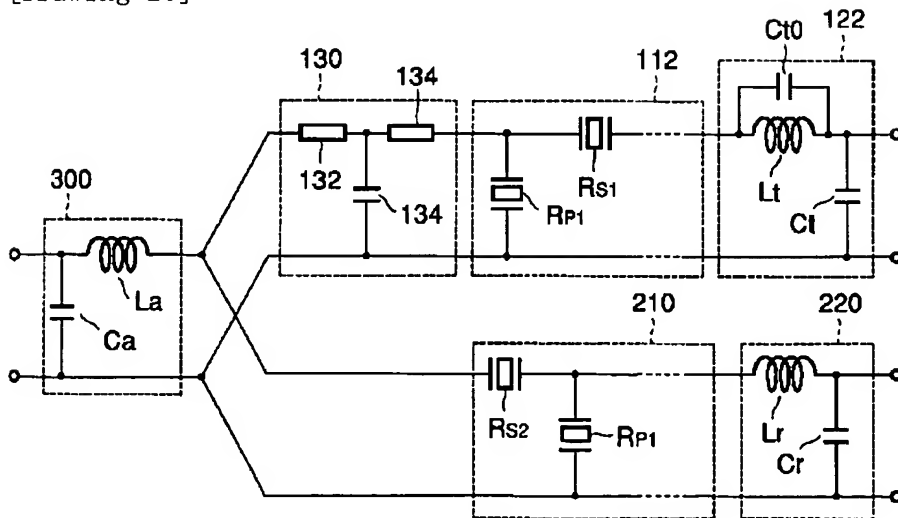
[Drawing 18]



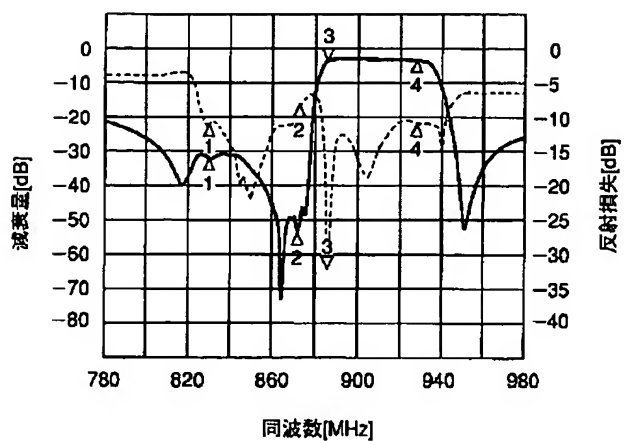
[Drawing 19]



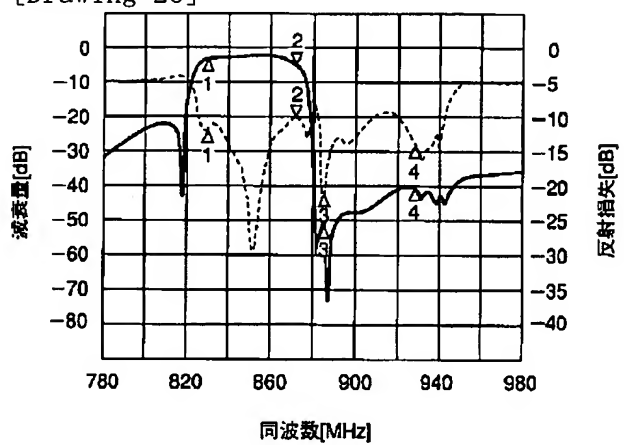
[Drawing 20]



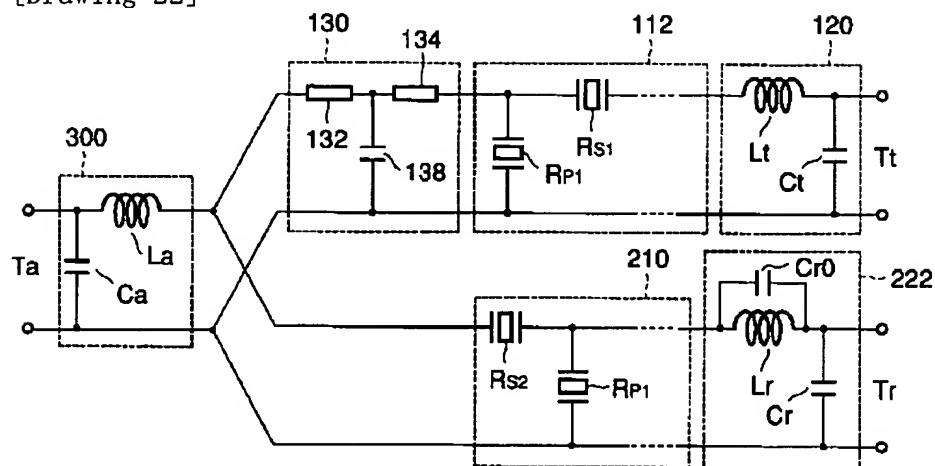
[Drawing 21]



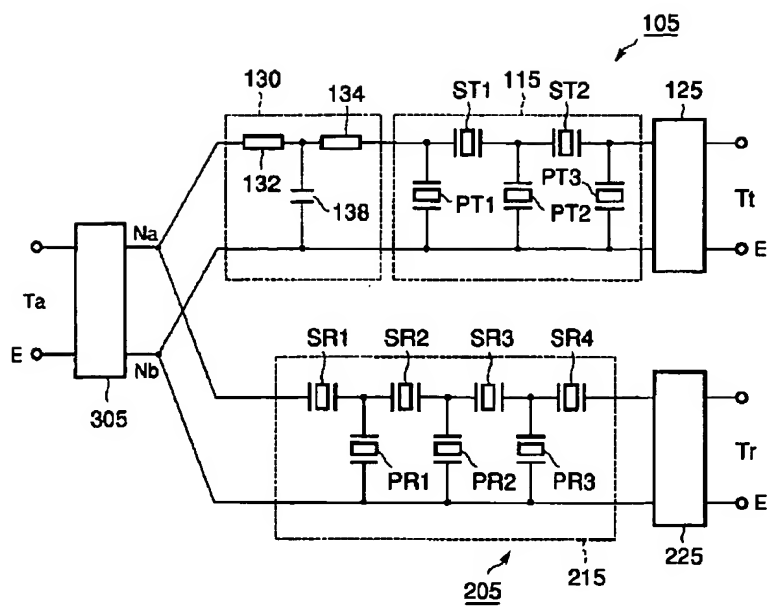
[Drawing 23]



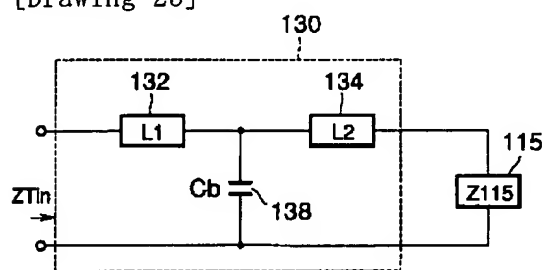
[Drawing 22]



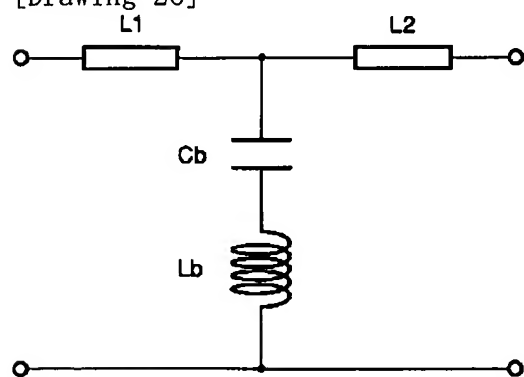
[Drawing 24]



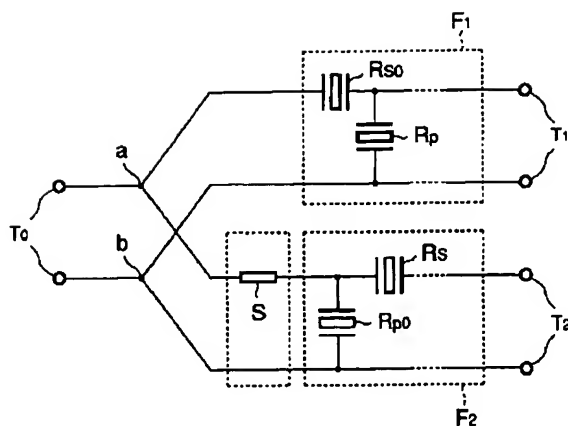
[Drawing 25]



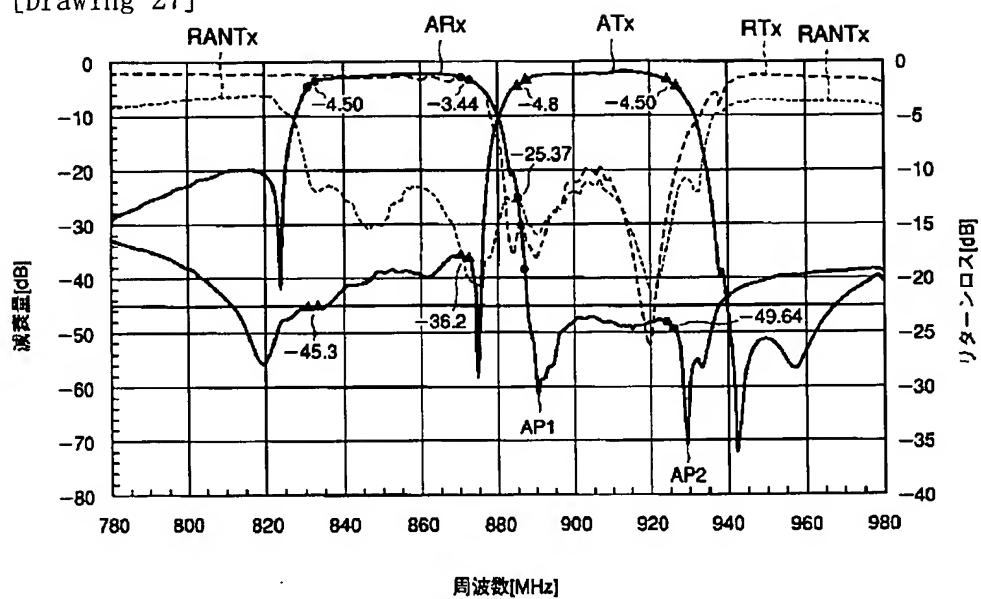
[Drawing 26]



[Drawing 28]



[Drawing 27]



[Translation done.]